

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут”

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

ДО ВИКОНАННЯ КУРСОВОЇ РОБОТИ

з дисципліни

ТЕОРІЯ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ

для студентів напряму підготовки

6.050503 Машинобудування

спеціальності 7/8.05050314 Обладнання

фармацевтичних та біотехнологічних виробництв

Міністерство освіти і науки України
Національний технічний університет України
“Київський політехнічний інститут”

ТЕОРІЯ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання курсової роботи
для студентів напряму підготовки
6.050503 «Машинобудування»
спеціальності 7/8.05050314 «Обладнання фармацевтичних
та біотехнологічних виробництв»

*Рекомендовано вченою радою факультету
біотехнології і біотехніки НТУУ «КПІ»*

Київ - 2016

Теорія автоматичного керування. Методичні вказівки до виконання курсової роботи для студентів напряму підготовки 6.050503 «Машинобудування» спеціальності 7/8.05050314 «Обладнання фармацевтичних та біотехнологічних виробництв», електронне видання / Уклад.: В.М. Мельник, В.В. Карачун. – К.: НТУУ «КПІ», 2015. – 87 с.

Гриф «Рекомендовано вченою радою факультету біотехнології і біотехніки НТУУ «КПІ»

(Протокол № 8 від 28.03.2016 р.)

Н а в ч а л ь н е в и д а н н я

ТЕОРІЯ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ

МЕТОДИЧНІ ВКАЗІВКИ

до виконання курсової роботи
для студентів напряму підготовки
6.050503 «Машинобудування»
спеціальності 7/8.05050314 «Обладнання фармацевтичних
та біотехнологічних виробництв»

Укладачі: *Мельник Вікторія Миколаївна*, докт. техн. наук, проф.
Карачун Володимир Володимирович, докт. техн. наук,
проф.

Відповідальний

редактор *Л.І. Ружинська*, канд. техн. наук, доцент

Рецензент *А.І. Кубрак*, канд. техн. наук., професор

ЗМІСТ

ВСТУП	4
1. 1. ПЕРЕЛІК ТЕМ (ВИХІДНИХ ДАНИХ).....	11
2. СТРУКТУРНІ СХЕМИ ТА ЇХ ПЕРЕТВОРЕННЯ.....	14
2.1. Послідовне та паралельне з'єднання елементів.....	14
2.2. Структурна схема та передаточні функції типової замкненої автоматичної системи регулювання.....	22
3. ЗАГАЛЬНІ УМОВИ СТІЙКОСТІ.....	26
3.1. Алгебраїчні критерії стійкості.....	31
3.2. Частотні критерії стійкості.....	35
3.2.1. Частотний критерій стійкості А.В.Михайлова.....	37
3.2.2. Область стійкості. Запас стійкості. Частотний критерій Найквіста.....	40
4. ПРИКЛАД ВИКОНАННЯ КУРСОВОЇ РОБОТИ	44
4.1. Вихідні дані.....	44
4.2. Структурна схема САК температурою середовища в ферментері без врахування коригувальної ланки.....	44
4.3. Знаходження виразу для $W(p)$ розімкненої САК і складання диференційного рівняння САР без корекції.....	45
4.4. Визначення стійкості САК за допомогою критерію Михайлова	47
4.4.1. Побудова годографа Михайлова.....	47
4.4.2. Визначення запасу стійкості САК	50
5. СТРУКТУРНА СХЕМА САК З ВВЕДЕННЯМ ЗАДАНОГО КОРИГУВАЛЬНОГО ЕЛЕМЕНТА	64
6. СКЛАДАННЯ ДИФЕРЕНЦІЙНОГО РІВНЯННЯ САК З УРАХУВАННЯМ КОРЕКЦІЇ	65
7. ВИЗНАЧЕННЯ КРИТИЧНОГО ЗНАЧЕННЯ КОЕФІЦІЄНТА ПЕРЕДАЧІ $k_{5кр}$ З УМОВ СТІЙКОСТІ ЗА ГУРВІЦЕМ	67
8. ПОБУДОВА АСИМПТОТИЧНИХ ЛАЧХ І ЛФЧХ РОЗІМКНЕНОЇ САК....	69
9. ПОБУДОВА ГОДОГРАФА МИХАЙЛОВА ДЛЯ СКОРЕГОВАНОЇ САК.....	73
10. ПОБУДОВА АМПЛІТУДНО-ФАЗОВОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ СКОРЕГОВАНОЇ РОЗІМКНЕНОЇ САК. ВИЗНАЧЕННЯ ЗАПАСІВ СТІЙКОСТІ ЗА МОДУЛЕМ ТА ФАЗОЮ.....	75
11. ПОБУДОВА ПЕРЕХІДНОЇ ТА ІМПУЛЬСНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ САК...	77
ВИСНОВКИ.....	83
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	84
Контрольні питання.....	86

ВСТУП

Для регулювання вихідної координати і повернення її на заданий рівень створюють системи автоматичного керування (САК). Система автоматичного керування підтримує чи покращує функціонування керованого об'єкта без втручання людини, що значно спрощує працю і дозволяє покращити показники якості роботи процесу, технологічної лінії.

Розвиток теорії автоматичного керування в останні роки є плідним і багатогранним. В автоматизованих системах керування технологічними процесами роль динаміки безперечна.

Передбачається впровадження автоматизованих систем у різноманітні сфери господарської діяльності, і в першу чергу в приготування, керування обладнанням і технологічними процесами [1, 2].

В даній курсовій роботі розглянемо систему автоматичного керування температурою середовища в ферментері. Для цієї системи проведемо необхідні розрахунки та аналіз заданих величин, в результаті чого підберемо необхідні параметри для нормальної роботи.

Методичні вказівки визначають мету, завдання і організацію курсової роботи (КР); вимоги до змісту і об'єму КР, оформлення текстової частини і графічної документації, порядок представлення роботи до захисту (рейтингова система оцінювання) і оформлення її результатів.

Виконання вимог справжніх вказівок обов'язкове як для студентів, так і для керівників КР.

Метою КР є закріплення, поглиблення і узагальнення знань, отриманих студентом при вивченні курсу "теорія автоматичного управління"; розвиток навичок застосування теоретичних положень при рішенні інженерних завдань за фахом, зокрема, придбання інженерних навичок у виборі пристроїв, що коригують, алгоритмізації і

рішенні завдань проектування систем автоматичного управління.

В процесі виконання курсової роботи ставиться конкретна інженерне завдання аналізу і синтезу системи автоматичного управління. Студент повинен самостійно виконати все виконання роботи розпочинається з аналізу завдання і вивчення даних методичних вказівок.

В процесі виконання роботи студентів надаються консультації. Він повинен відповідно до графіку являтися до керівника не рідше за одного разу в два тижні. КР виконується по графіку, який доводиться до відома студентів одночасно з видачею завдання. За тиждень до зазначеного терміну захисту, студент зобов'язаний надати оформлену роботу керівникові для розгляду про її відповідність завданню і вимогам до оформлення. У випадку, якщо керівник зробить висновок про неможливість допуску студента до захисту курсової роботи, останній зобов'язаний переробити матеріал у відповідності із зауваженнями і знову представити його на розгляд викладачу.

В ході виконання курсової роботи студент повинен розрахувати і проаналізувати основні параметри заданої САУ.

Курсова робота оформляється у вигляді пояснювальної записки на 20-25 сторінках формату А4 тексту друкованим шрифтом TimesNewRoman, 14 кегль, 1,5 міжстрочний інтервал, з необхідними схемами, графіками, таблицями та лістингами розрахунків на ЕОМ.

Курсова робота з дисципліни «Теорія автоматичного керування» у відповідності до індивідуального завдання має містити 14 підрозділів, а саме:

ВСТУП

1. Вихідні дані

2. Структурна схема системи автоматичного регулювання кутової швидкості обертання мішалки ферментера (температурою середовища у

ферментері) без врахування коригувального елементу

3. Вираз для W_p розімкненої САК, диференційне рівняння системи автоматичного регулювання без корекції

4. Стійкість САК за допомогою критерія Михайлова

5. Структурна схема САК із коригувальним елементом

6. Диференційне рівняння САК із урахуванням корекції

7. Критичне значення коефіцієнта зворотного зв'язку $k_{5кр}$ з умов стійкості за Гурвіцем

8. Асимптотичні ЛАЧХ та ЛЧФХ розімкненої САК, при $k_5 = nK_{5кр}$

9. Крива Михайлова для скорегованої САК, при $k_5 = nK_{5кр}$

10. Амплітудно-фазова частотна характеристика САК

11. Перехідна та вагова характеристики САК

ВИСНОВКИ

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

Мета і завдання курсової роботи

Метою курсової роботи є формування у студента здатностей:

- будувати структурні схеми автоматичного керування;
- математичного опису динаміки неперервних та дискретних систем автоматичного керування;
- аналізувати стійкість та якість систем керування;
- проводити синтез лінійних систем автоматичного керування;
- складати диференційного рівняння САК з урахуванням корекції;
- визначати критичні значення коефіцієнта передачі $k_{5кр}$ з умов стійкості за Гурвіцем;
- будувати асимптотичні ЛАЧХ та ЛФЧХ розімкненої САК;

– будувати амплітудно-фазові характеристики для скорегованої розімкненої САК. Визначення запасів стійкості за модулем та фазою.

Основі завдання:

Згідно з вимогами програми навчальної дисципліни студенти після засвоєння кредитного модуля мають продемонструвати такі результати навчання:

знання:

- методів дослідження часових та частотних характеристик лінійних систем керування;
- методів покращання якості неперервних систем автоматичного керування;
- методів синтезу лінійних систем автоматичного керування;
- методів аналізу стійкості та якості цифрових систем керування;
- основ дослідження нелінійних систем керування.

уміння:

- будувати принципові, функціональні та структурні схеми систем автоматичного керування;
- складати математичні моделі систем автоматичного керування та її ланок у виді диференціальних рівнянь та передатних функцій відносно задавальної дії, похибки та збурення;
- аналізувати стійкість лінійних систем автоматичного керування за алгебраїчними та частотними критеріями;
- здійснювати еквівалентні перетворення структурних схем;

навички:

- визначати похибки лінійних систем автоматичного керування при різних вхідних діях;
- аналізувати якість процесу керування прямими та непрямыми

методами;

- аналізувати вплив параметрів лінійних систем автоматичного керування на її стійкість та якість;
- застосовувати методи підвищення якості лінійних систем автоматичного керування;
- розраховувати параметри компенсуючого каналу для забезпечення інваріантності систем автоматичного керування;
- обирати параметри коригувальних ланок шляхом синтезу систем автоматичного керування за частотними характеристиками.

Графік виконання курсової роботи

Найменування розділів, тем	Термін виконання (тиждень семестру)	СРС, год
Отримання завдання до курсової роботи	3	
Структурна схема системи автоматичного регулювання кутової швидкості обертання мішалки ферментера без врахування коригувального елемента.	5	2
Вираз для W_p розімкненої САК, диференційне рівняння системи автоматичного регулювання без корекції	6	2
Стійкість САК за допомогою критерія Михайлова	7	2
Структурна схема САК із коригувальним елементом	8	2
Диференційне рівняння САК із урахуванням корекції	9	2
Критичне значення коефіцієнта зворотного зв'язку $k_{5кр}$ з умов стійкості за Гурвіцем	10	2
Асимптотичні ЛАЧХ та ЛЧФХ розімкненої САК.	11	2
Крива Михайлова для скорегованої САК.	12	2
Амплітудно-фазова частотна характеристика	13	2
Перехідна та вагова характеристики САК	14	2
Оформлення пояснювальної записки	15	8
Підготовка до захисту курсової роботи	16	6
Захист курсової роботи	17	2
Всього у 6 семестрі		36

Рейтингова система оцінювання результатів навчання з курсової роботи

з кредитного модуля **“ТЕОРІЯ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ. КУРСОВА РОБОТА”**
(код та назва)

для напрямку 6.050503 – “Машинобудування” спеціальність
“Обладнання фармацевтичних та біотехнологічних виробництв”
(шифр та назва)

факультету _____ Біотехнології і біотехніки

Рейтингова оцінка з курсової роботи матиме дві складові. Перша (стартова) характеризує роботу студента з курсової роботи та її результат – якість пояснювальної записки та графічного матеріалу. Друга складова характеризує якість захисту студентом курсової роботи.

Розмір шкали першої складової дорівнює 40 балів, а другої складової – 60 балів.

Система рейтингових балів

1. Стартова складова (r_1):

- своєчасність виконання графіку роботи з курсової роботи – 5-3 балів;
- сучасність та обґрунтування прийнятих рішень – 12-7 балів;
- правильність застосування методів аналізу і розрахунку – 10-6 балів;
- якість оформлення, виконання вимог нормативних документів – 6-4 балів;
- якість графічного матеріалу і дотримання вимог ДСТУ – 7-4 балів.

2. Складова захисту курсової роботи (r_2):

- ступінь володіння матеріалом – 10-6 балів;
- повнота аналізу можливих варіантів – 15-9 балів;
- ступінь обґрунтування прийнятих рішень – 20-12 балів;
- вміння захищати свою думку – 15-9 балів.

Сума балів двох складових переводиться до залікової оцінки згідно з таблицею:

Бали $R=r_1+r_2$	ECTS оцінка	Національна оцінка
95-100	A	відмінно
85-94	B	добре
75-84	C	
65-74	D	задовільно
60-64	E	
Менше 60	Fx	незадовільно
Курсова робота не допущено до захисту	F	не допущено

1. ПЕРЕЛІК ТЕМ (ВИХІДНИХ ДАНИХ)

Теми курсової роботи

Варіант 1-10. Система автоматичного керування кутової швидкості обертання мішалки ферментера

Варіант 11-20. Система автоматичного керування температурою середовища в ферментері

Завдання на курсову роботу:

1. По заданих передатних функціях елементів побудувати структурну схему САК кутової швидкості обертання мішалки ферментера (для варіантів 1-10) чи САК температурою середовища в ферментері (для варіантів 11-20) без врахування коригувальної ланки.
2. Знайти вираз для W_p розімкненої САК і скласти диференціальне рівняння системи автоматичного регулювання без корекції.
3. Визначити стійкість САК за допомогою критерію Михайлова.
4. Побудувати структурну схему САК із введенням заданого корегувального елемента.
5. Скласти диференціальне рівняння САК з урахуванням корекції.
6. Визначити критичне значення коефіцієнта зворотного зв'язку $k_{5кр}$ з умов стійкості за Гурвіцем.
7. Побудувати асимптотичні ЛАЧХ і ЛФЧХ розімкненої САК, прийнявши $k_5 = nk_{5кр}$.
8. Побудувати криву Михайлова для скорегованої САК, прийнявши $k_5 = nk_{5кр}$.
9. Побудувати АФХ для скорегованої розімкненої САК. Визначити запаси стійкості за модулем та фазою.
10. Побудувати перехідну та вагову характеристику скорегованої САК.

**Вихідні дані до курсової роботи на тему : «Система автоматичного керування кутової швидкості
обертання мішалки ферментера»
(варіанти 1-10)**

№ варіан- та	Передатні функції					Коефіцієнти підсилення				Сталі часу, с					n
	Об'єкта керування	Чутливого елемента	Виконавчого елемента	Підсилю- вача	Коригуваль- ної ланки	k	k ₂	k ₃	k ₄	T ₀	T ₁	T ₂	T ₃	T ₃₃	
1	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{p}$	k ₃	k ₅	1,0	0,25	25	0,6	1,5	0,4	-	-	-	3
2	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{p}$	k ₃	k ₅	1,6	0,35	25	0,6	1,6	0,5	-	-	-	4
3	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{p}$	k ₃	k ₅	1,5	0,4	15	0,8	1,25	0,6	-	-	-	5
4	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}$	k ₄	k ₃	$\frac{k_5}{T_{33} p + 1}$	1,3	0,5	15	0,5	1,15	0,3	0,5	-	0,2	2
5	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}$	k ₄	k ₃	$\frac{k_5}{T_{33} p + 1}$	1,2	1,0	20	0,8	1,15	0,6	0,5	-	0,3	3
6	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}$	k ₄	k ₃	$\frac{k_5}{T_{33} p + 1}$	0,95	0,5	18	0,9	1,25	0,8	0,5	-	0,4	4
7	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{T_3 p + 1}$	k ₃	k ₅ p	0,85	0,8	35	0,4	0,6	0,3		0,6		5
8	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{T_3 p + 1}$	k ₃	k ₅ p	0,75	0,75	35	0,5	0,8	0,7		0,5		2
9	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{T_3 p + 1}$	k ₃	k ₅ p	0,5	0,85	40	0,6	0,9	0,6		0,4		3
10	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{T_3 p + 1}$	k ₃	k ₅	0,3	0,9	150	0,25	1,0	0,6	0,5	0,3	-	4

Вихідні дані до курсової роботи на тему : «Система автоматичного керування температури середовища у ферментера» (варіанти 11-20)

№ варіанта	Передатні функції					Коефіцієнти підсилення				Сталі часу, с					n
	Об'єкта керування	Чутливого елемента	Виконавчого елемента	Підсилювача	Коригувальної ланки	k	k ₂	k ₃	k ₄	T ₀	T ₁	T ₂	T ₃	T ₃₃	
11	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{p}$	3	k ₅	2,1	0,5	20	1,1	18	2,5	0,6	-	-	3
12	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{p}$	4	k ₅	2,6	0,6	22	1,0	20	2,0	0,8	-	-	4
13	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{p}$	5	$\frac{k_5}{T_{33} p + 1}$	3,5	0,8	25	0,8	25	3,2	-	-	0,4	5
14	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_1 p + 1}$	k ₄	2	$\frac{k_5}{T_{33} p + 1}$	3,6	0,4	30	0,9	36	4,6	-	-	0,5	2
15	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_1 p + 1}$	k ₄	3	$\frac{k_5}{T_{33} p + 1}$	5,0	0,1	32	0,6	40	1,0	-	-	0,6	3
16	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}$	k ₄	4	k ₅ p	5,1	0,3	15	0,5	50	1,6	0,4	1,0	-	4
17	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{T_3 p + 1}$	5	k ₅ p	4,5	0,2	16	0,55	55	3,0	0,5	0,8	-	5
18	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{T_3 p + 1}$	2	k ₅ p	3,2	0,5	18	0,4	60	1,8	0,6	0,3	-	2
19	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{T_3 p + 1}$	3	k ₅	2,5	0,25	20	0,6	80	1,5	-	0,4	-	3
20	$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_1 p + 1}$	$\frac{k_4}{T_3 p + 1}$	4	k ₅	1,5	0,4	25	0,7	30	2,8	-	0,5	-	4

2. СТРУКТУРНІ СХЕМИ ТА ЇХ ПЕРЕТВОРЕННЯ

2.1. Послідовне та паралельне з'єднання елементів

Структурною схемою автоматичної системи називається умовне графічне зображення її елементів (ланок) та зв'язків між ними з визначенням перетворень сигналів за допомогою передаточних функцій цих елементів. При аналізі структурних схем враховуються лише інформаційні аспекти, в першу чергу напрямки передачі сигналів. На структурних схемах крім динамічних ланок з фіксованими виходами та входами, зображуються також суматори або елементи порівняння кількох сигналів та вузли (точки розгалуження сигналів). В задачах аналізу та синтезу АСР структурні схеми приводять до зручного виду за рахунок перетворень, для чого існують певні правила. В основі цих перетворень лежить фундаментальне правило: вихід елемента – відображення входу за допомогою передаточної функції, тобто $x(p) = W(p) \cdot U(p)$.

В структурних схемах зустрічаються типові з'єднання, для яких відомі вирази еквівалентних передаточних функцій. При **послідовному** з'єднанні елементів (рис. 1.) вихідного попереднього є входом наступного і сигнал передається в одному напрямі.

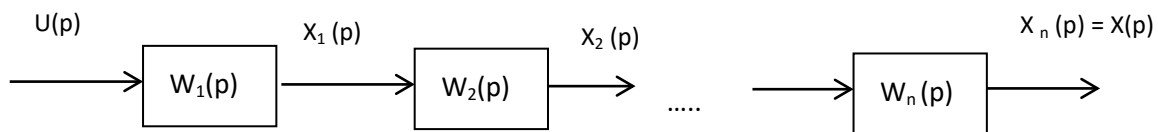


Рис. 1. Послідовне з'єднання елементів

Еквівалентна передаточна функція отримується з очевидних залежностей :

$$X_1(p) = W_1(p) \cdot U(p), \quad (1)$$

$$X_2(p) = X_1(p) \cdot W_2(p) = W_1(p) \cdot W_2(p) \cdot U(p), \quad (2)$$

$$X_n(p) = X(p) = \prod_{i=1}^n W_i(p) \cdot U(p), \quad (3)$$

$$W_{екв}(p) = \frac{X(p)}{U(p)} = \prod_{i=1}^n W_i(p). \quad (4)$$

Таким чином, для послідовного з'єднання елементів еквівалентна передаточна функція – добуток передаточних функцій цих елементів. При дослідженні статичного режиму загальний коефіцієнт передачі також є добутком коефіцієнтів передачі окремих елементів

$$K_{екв} = \prod_{i=1}^n K_i. \quad (5)$$

При цьому необхідно враховувати, що розмірність $K_{екв}$ – добуток розмірностей K_i , які повинні визначатись в точках, що відповідають обраному режиму роботи, наприклад в точках лінеаризації статичних характеристик.

При **паралельному** з'єднанні елементів (рис. 2) вхідний сигнал поступає одночасно на всі елементи, а вихід системи – сума виходів елементів.

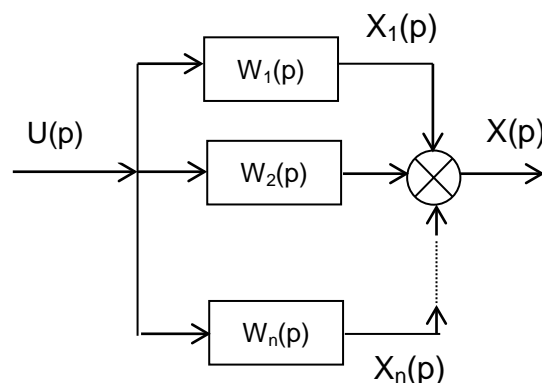


Рис. 2. Паралельне з'єднання елементів

Для такого з'єднання справедливі залежності :

$$X_1(p) + X_2(p) + \dots + X_n(p) = X(p), \quad (6)$$

$$X(p) = U(p) * (W_1(p) + W_2(p) + \dots + W_n(p)), \quad (7)$$

$$W_{екв}(p) = \frac{X(p)}{U(p)} = \sum_{i=1}^n W_i(p). \quad (8)$$

Таким чином, в даному випадку еквівалентна передаточна функція – сума передаточних функцій елементів, але додавання сигналів в певній точці можливе за умови, що вони мають одну розмірність, тоді K_i та $K_{екв}$ також мають одну розмірність.

В автоматичних системах найбільш характерним з'єднанням елементів є зустрічно – паралельне, тобто при наявності зворотнього зв'язку (рис. 3).

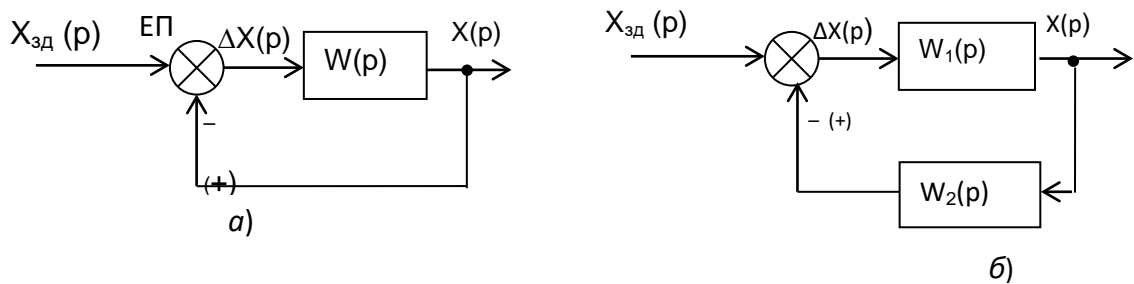


Рис. 3. Зустрічно-паралельне з'єднання елементів, а) – з одиничним зворотнім зв'язком, б) – з елементом в ланцюзі зворотнього зв'язку

За знаком зворотній зв'язок може бути від'ємним або додатнім, що показано на вході елемента порівняння ЕП. Для схеми з одиничним зворотнім зв'язком (рис. 3, а) справедливі залежності :

$$X(p) = W(p) \cdot \Delta X(p), \quad (9)$$

$$\Delta X(p) = X_{зд}(p) \mp X(p). \quad (10)$$

Після підстановки (10) в (9) отримуємо :

$$X(p) = W(p) \cdot (X_{зд}(p) \mp X(p)). \quad (11)$$

Перенесемо в ліву частину $X(p)$ (знак при цьому зміниться) :

$$(1 \pm W(p)) \cdot X(p) = W(p) \cdot X_{зд}(p), \quad (12)$$

$$W_{екв}(p) = \frac{X(p)}{X_{з0}(p)} = \frac{W(p)}{1 \pm W(p)}. \quad (13)$$

Необхідно звернути увагу на те, що у виразі (13) знак “+” відповідає від’ємному зворотньому зв’язку.

Якщо в зворотньому зв’язку є також елемент з передаточною функцією $W_2(p)$ (рис. 3.3, б), то це необхідно врахувати у виразі для $\Delta X(p)$:

$$\Delta X(p) = X_{з0}(p) \mp W_2(p) \cdot X(p). \quad (14)$$

Після перетворень отримаємо :

$$W_{екв}(p) = \frac{W_1(p)}{1 \pm W_1(p) \cdot W_2(p)}. \quad (15)$$

На основі аналізу наведених прикладів можна сформулювати таке правило: при з’єднанні елементів, де використовується зворотній зв’язок, еквівалентна передаточна функція завжди є дробом, в чисельнику якого передаточна функція прямої ланки, а знаменник – одиниця “±” добуток передаточних функцій прямої ланки та зворотнього зв’язку, причому знак “+” відповідає від’ємному зворотньому зв’язку.

Якщо в складі системи немає інтегральних ланок, то в статичі загальний коефіцієнт передачі визначається виразом:

$$K_{екв}(p) \Big|_{p=0} = \frac{K_n}{1 \pm K_n \cdot K_{зз}}, \quad (16)$$

де: K_n , $K_{зз}$ – відповідно коефіцієнти передачі прямої ланки та зворотнього зв’язку. Розмірність $K_{екв}$ відповідає розмірності K_n , а добуток $K_n \cdot K_{зз}$ завжди безрозмірний. Аналіз виразу (16) приводить до таких висновків :

- від’ємний зворотній зв’язок зменшує $K_{екв}$, а додатний збільшує (а при $K_n \cdot K_{зз} = 1$, $K_{екв} \rightarrow \infty$). При $K_n \cdot K_{зз} > 1$ і додатному зворотньому зв’язку схема виконує функцію інвертора;

- при $K_n \cdot K_{33} \gg 1$ значення $K_{екв}$ практично не залежить від K_n , а визначається зворотнім зв'язком :

$$K_{екв}(p) \approx \frac{K_n}{K_n \cdot K_{33}} \approx \frac{1}{K_{33}}. \quad (17)$$

Остання залежність широко використовується при конструюванні високостабільних пристроїв, які складаються з елементів із змінюваними коефіцієнтами. Від'ємний зворотній зв'язок зменшує нестабільність елементів.

При необхідності проводять перетворення структурних схем, приводять їх до необхідного виду за рахунок тотожних змінювань. Це значить, що початкова і кінцева структурні схеми повинні бути тотожними щодо перетворень сигналів. Таких перетворень може бути необмежена кількість, тому тут наводяться лише деякі загальні правила та характерні приклади.

Перенесення суматора назад чи вперед потребує введення додаткової передаточної функції (показана подвійними лініями) для того, щоб початкова та кінцева схеми були тотожними (рис. 4).

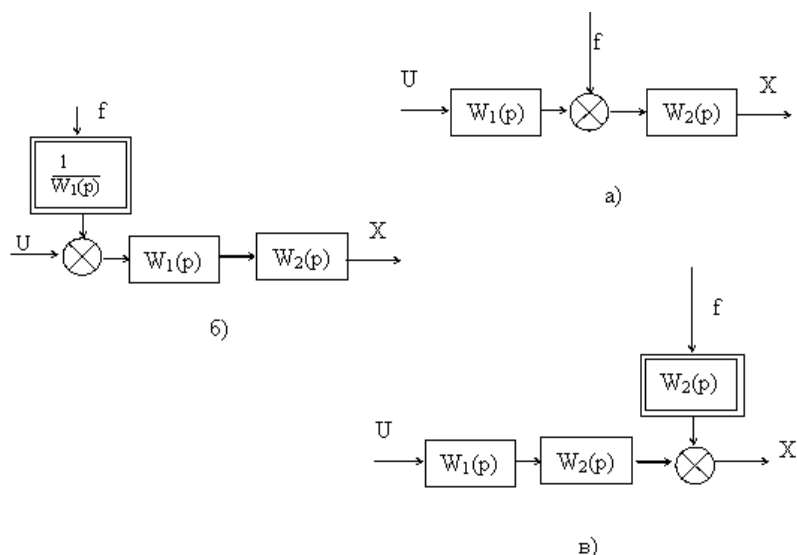


Рис. 4. Перенесення суматора, а) – початкова схема, б) – перенесення суматора назад, в) – перенесення суматора вперед

При перенесеннях, показаних на рис. 4 б, в необхідно зберегти проходження сигналу f лише через передаточну функцію $W_2(p)$, тобто введення додаткових передаточних функцій дає :

для схеми б) :

$$\frac{1}{W_1(p)} \cdot W_1(p) \cdot W_2(p) = W_2(p), \quad (18)$$

для схеми в) : $W_2(p)$. Ці перетворення стосуються лише сигналу f .

Перенесення точки (вузла) потребують змінювань структурної схеми, які зрозумілі з рис. 5.

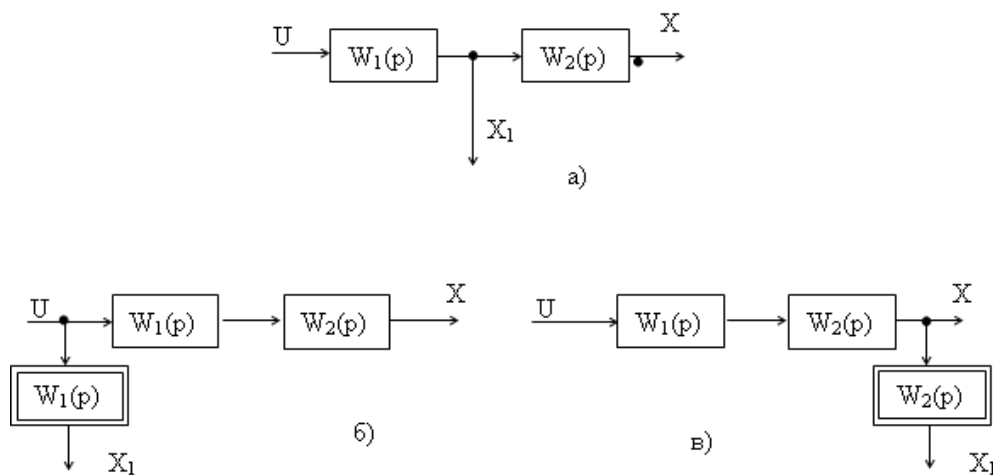


Рис. 5. Перенесення точки (вузла), а) – початкова схема, б) – перенесення назад, в) – перенесення вперед.

В більш складних структурних схемах часто доводиться проводити їх спрощення за рахунок усунення :

- прямих перехресних зв'язків;
- зворотніх перехресних зв'язків;
- прямих та зворотніх перехресних зв'язків.

Відповідні перетворення наведені на рис. 6 – 8, в результаті отримують структурну схему та відповідні еквівалентні передаточні функції. При перетвореннях структурних схем використовувались правила

перенесення точок і суматорів, а також отримання еквівалентних передаточних функцій для типових схем з'єднань елементів.

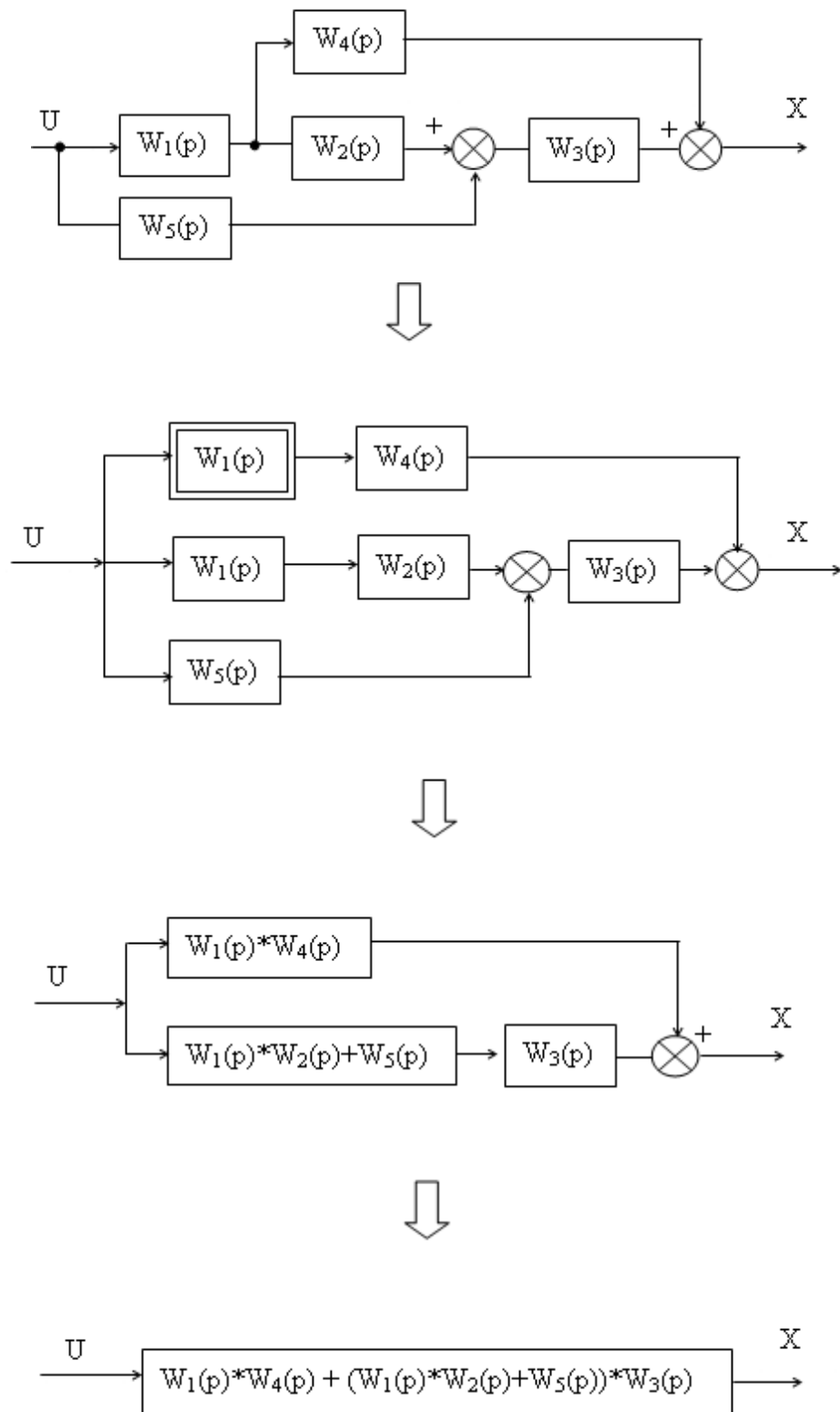


Рис. 6. Усунення прямих перехресних зв'язків

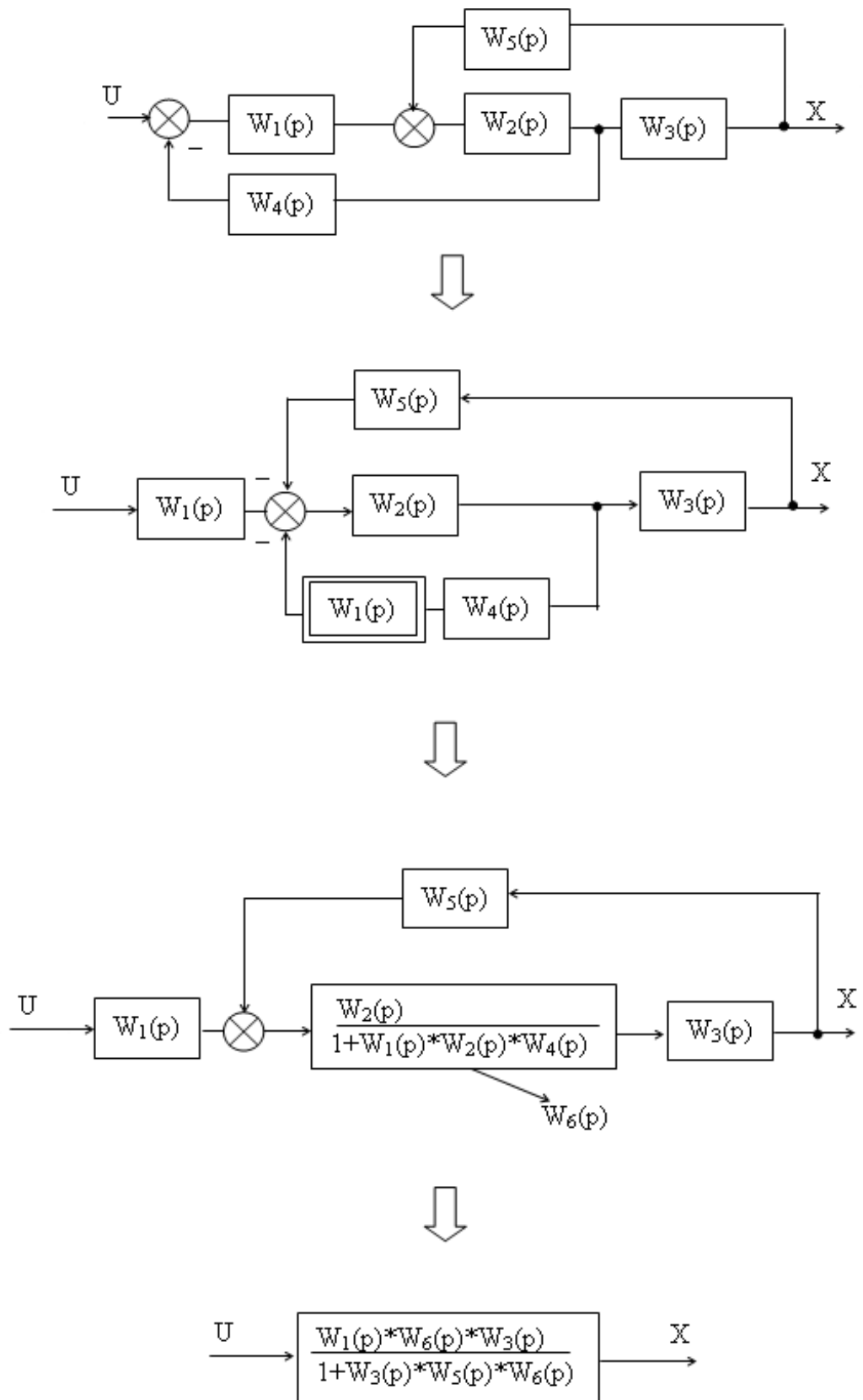
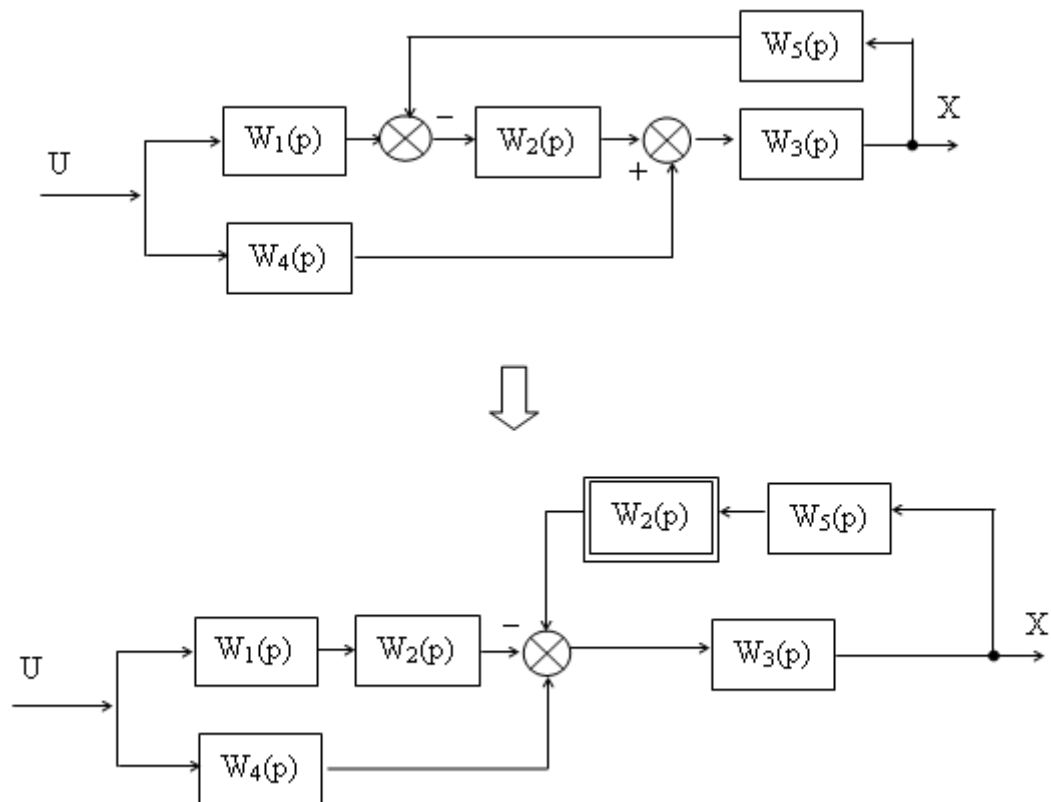


Рис. 7. Усунення зворотніх перехресних зв'язків



$$W_{екв}(p) = \frac{(W_1(p) \cdot W_2(p) + W_4(p)) \cdot W_3(p)}{1 + W_2(p) \cdot W_3(p) \cdot W_5(p)}$$

Рис. 8. Усунення перехресних прямих і зворотніх зв'язків

2.2. Структурна схема та передаточні функції типової замкненої автоматичної системи регулювання

Ця схема є основою для розв'язання різних задач аналізу і синтезу, а її особливістю є те, що на ній вказуються передаточні функції автоматичного регулятора $W_{рег}(p)$ і об'єкта за каналами проходження сигналу керування $W_{ок}(p)$ та збурення $W_{озб}(p)$ (рис. 9). Інші функціональні елементи (датчики, виконавчі механізми, регулюючі органи) на цій схемі окремо не враховуються. При необхідності вони можуть включатись в схему за

допомогою окремих передаточних функцій або приєднуватись до інших елементів, наприклад об'єкта.

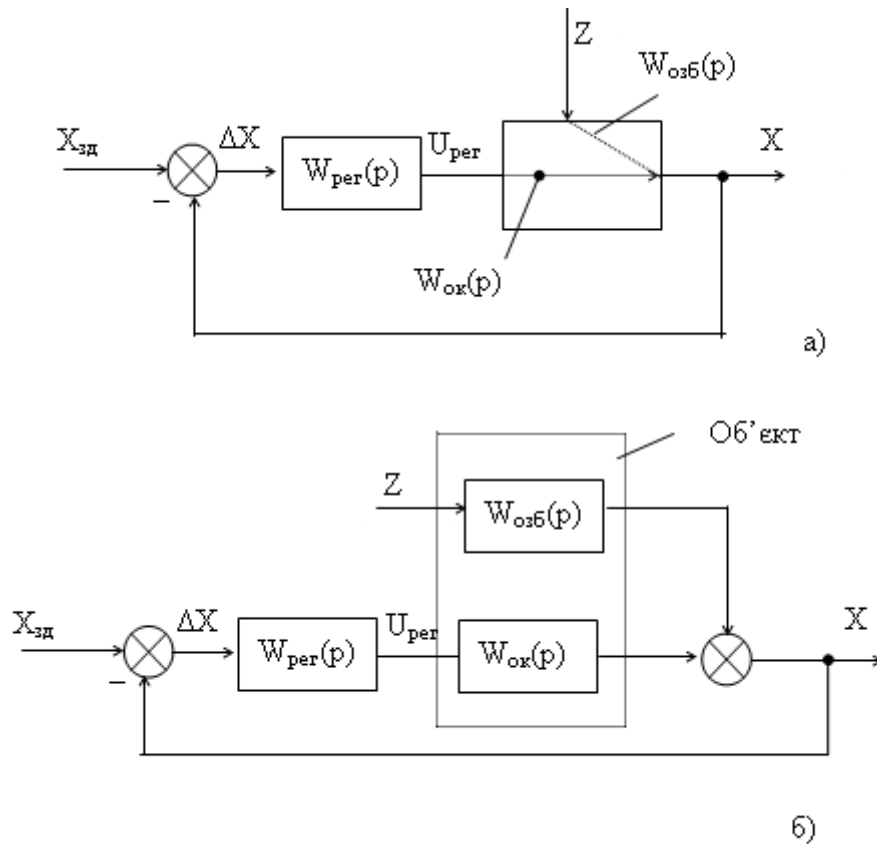


Рис. 9. Структурна схема АСР, а – спрощена, б – з виділенням каналів керування і збурення для об'єкта

В розрахунках АСР використовуються такі передаточні функції :

- відносно зміни завдання для регульованої координати: (цю передаточну функцію називають головною для замкненої системи):

$$W_{зд}(p) = \frac{X(p)}{X_{зд}(p)} ; \quad (19)$$

- відносно зміни завдання для похибки :

$$W_{зд}^{\Pi}(p) = \frac{DX(p)}{X_{зд}(p)} ; \quad (20)$$

- відносно збурення для регульованої координати :

$$W_{збур}(p) = \frac{X(p)}{Z(p)}; \quad (21)$$

- відносно збурення для похибки :

$$W_{збур}^{\Pi}(p) = \frac{\Delta X(p)}{z(p)}. \quad (22)$$

Передаточні функції (19) – (22) виводяться на основі принципу суперпозиції, який справедливий лише для лінійних систем : можна окремо розглядати реакцію системи на один із сигналів, приймаючи інші рівними нулю. Загальна реакція системи буде сумою частинних реакцій. Вирази для відповідних передаточних функцій виводяться на основі залежностей, які характеризують проходження відповідних сигналів через передаточні функції.

Для отримання передаточної функції (19) приймаємо $Z = 0$. Тоді:

$$X(p) = W_{pez}(p) \cdot W_{ок}(p) \cdot \Delta X(p). \quad (23)$$

Позначимо:

$$W_{pez}(p) \cdot W_{ок}(p) = W_{роз}(p), \quad (24)$$

де $W_{роз}(p)$ – передаточна функція розімкненої системи.

Запишемо вираз для

$$\Delta X = X_{зд} - X(t) : \Delta X(p) = X_{зд}(p) - X(p) \quad (25)$$

і підставимо його в (23), тоді з урахуванням (24):

$$X(p) = W_{роз}(p) \cdot (X_{зд}(p) - X(p)), \quad (26)$$

звідки:

$$(1 + W_{роз}(p)) \cdot X(p) = W_{роз}(p) \cdot X_{зд}(p). \quad (27)$$

Передаточна функція замкненої системи:

$$W_{зд}(p) = \frac{X(p)}{X_{зд}(p)} = \frac{W_{роз}(p)}{1 + W_{роз}(p)}. \quad (28)$$

Передаточна функція (20) отримується так :

$$\Delta X(p) = X_{з\partial}(p) - X(p) = X_{з\partial}(p) - \Delta X(p) \cdot W_{poz}(p); \quad (29)$$

$$(1 + W_{poz}(p)) \cdot \Delta X(p) = X_{з\partial}(p);$$

$$W_{з\partial}^{\Pi}(p) = \frac{\Delta X(p)}{X_{з\partial}(p)} = \frac{1}{1 + W_{poz}(p)}. \quad (30)$$

Для отримання передаточних функцій (21),(22) використовуємо попередні вирази за умови $X_{з\partial}(p) = 0$. Тоді при дії збурення $Z(p)$ змінювання $X(p)$ буде:

$$X(p) = W_{озб}(p) \cdot Z(p) - X(p) \cdot W_{poz}(p); \quad (31)$$

$$(1 + W_{poz}(p)) \cdot X(p) = W_{озб}(p) \cdot Z(p). \quad (32)$$

Передаточна функція (21) буде :

$$W_{збур}(p) = \frac{X(p)}{Z(p)} = \frac{W_{озб}(p)}{1 + W_{poz}(p)}. \quad (33)$$

Передаточна функція системи для похибки виводиться так (при $X_{з\partial}(p) = 0$):

$$\Delta X(p) = -X(p) = -(\Delta X(p) \cdot W_{poz}(p) + Z(p) \cdot W_{озб}(p)), \quad (34)$$

звідки :

$$(1 + W_{poz}(p)) \cdot X(p) = -W_{озб}(p) \cdot Z(p). \quad (35)$$

Передаточна функція (22) буде :

$$W_{збур}^{\Pi}(p) = \frac{\Delta X(p)}{Z(p)} = -\frac{W_{озб}(p)}{1 + W_{poz}(p)}. \quad (36)$$

Таким чином всі чотири передаточні функції мають однаковий знаменник, а також всі вони включають передаточні функції об'єкта за різними каналами та автоматичного регулятора. Виходячи з цього, необхідно чітко засвоїти: властивості системи однаково залежать від властивостей як об'єкта, так і автоматичного регулятора, тому в наступних

розділах розглядаються характеристики об'єктів та автоматичних регуляторів. Між різними передаточними функціями системи можна виявити такі взаємозв'язки :

$$W_{з\partial}^{\Pi}(p) = 1 - W_{з\partial}(p); \quad W_{з\partial}^{\Pi}(p) = -W_{з\partial}^{з\partial}(p). \quad (37)$$

На основі принципу суперпозиції для замкненої лінійної АСР можна записати :

$$X(p) = W_{з\partial}(p) \cdot X_{з\partial}(p) + W_{з\partial}^{з\partial}(p) \cdot Z(p), \quad (38)$$

$$\Delta X(p) = W_{з\partial}^{\Pi}(p) \cdot X_{з\partial}(p) + W_{з\partial}^{\Pi}(p) \cdot Z(p). \quad (39)$$

3. ЗАГАЛЬНІ УМОВИ СТІЙКОСТІ

В автоматичних системах повинні виконуватись умови стійкості. **Стійкість** автоматичних систем – це їх властивість повертатись в початковий стан після того, коли будь-яка дія вивела систему з цього стану. Ознакою стійкості є збіжні перехідні процеси, наприклад для систем стабілізації

$$\Delta X(t) = X_{з\partial}(t) - X(t) \rightarrow 0, t \rightarrow \infty, \quad (40)$$

де: $X_{з\partial}(t), X(t)$ - відповідно задане та поточне значення регульованої координати.

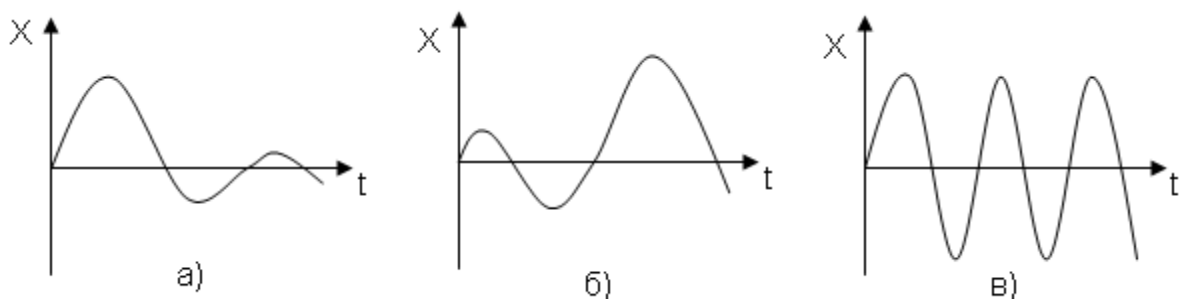


Рис.10. Перехідні процеси системи: а) – стійкої; б) – нестійкої; в) - на межі стійкості

Лінійна АСР може знаходитись в трьох станах: бути стійкою, нестійкою та на межі стійкості (рис.10). Варто відзначити, що коли лінійна АСР знаходиться в одному з двох останніх станів, вона непрацездатна. Важливо також відзначити, що форма перехідного процесу, а також його показники (амплітуда, тривалість) при оцінці стійкості значення не мають, головне – перехідні процеси повинні бути збіжними. Виходячи з цього, можна зробити висновок, що стійкість АСР є умовою необхідною, але недостатньою, але в задачах аналізу і синтезу АСР в першу чергу оцінюється стійкість системи. Умова (40) відповідає стійкості системи в усталеному стані. В реальних умовах на систему постійно діють збурення, тому умова стійкості може відповідати вимозі: регульована координата повинна бути обмеженою при дії обмежених за величиною збурень. В задачах аналізу та синтезу проблема стійкості ставить не лише визначення цієї оцінки, а також факторів, від яких залежить стійкість.

Враховуючи, що стійкість лінійних АСР залежить від вільного руху системи, можна записати відповідне однорідне диференціальне рівняння:

$$a_n \frac{d^n X}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} X}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{dX}{dt} + a_0 X = 0 . \quad (41)$$

Змушена складова руху системи, яка відповідає певному виду зовнішньої дії, на стійкість не впливає. Тоді математичним визначенням стійкості є:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} X(t) = 0 . \quad (42)$$

Зрозуміло, що вихідна змінна системи буде наближатись до змущеної складової, яка визначається правою частиною диференціального рівняння, а при виконанні умови (42) стійкість називається **асимптотичною**. Тоді для нестійкої системи

$$\lim_{t \rightarrow \infty} X(t) = \infty . \quad (43)$$

На межі стійкості в системі виникає перехідний процес з постійною амплітудою (рис.10, в).

Вільна (перехідна) складова перехідного процесу, яка визначає стійкість системи, є розв'язком диференціального рівняння (41):

$$X_n(t) = \sum_{i=1}^n C_i \cdot e^{\lambda_i t}, \quad (44)$$

де: C_i - постійні інтегрування, які залежать від початкових умов; λ_i - корені характеристичного рівняння:

$$a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0 = 0. \quad (45)$$

Таким чином $X_n(t)$ має суму складових, кількість яких визначається порядком системи n . В загальному випадку в рівнянні (45) оператор p замінюється на комплексну змінну λ . Тоді корені рівняння (45) є комплексними та утворюють пари спряжених комплексних чисел

$$\lambda_{i,i+1} = \alpha_i \pm j\beta_i. \quad (46)$$

Дійсна частина кореня α_i може бути додатною або від'ємною. Перехідна складова $X_n(t)$ прямує до нуля лише тоді, коли кожна складова $C_i \cdot e^{\lambda_i t} \rightarrow 0$. Тоді можна визначити залежність стійкості системи від коренів характеристичного полінома:

- корені дійсні: $X_{1,2} = \pm \alpha$. Якщо $\alpha < 0$, то в системі виникає неколивальний (аперіодичний) перехідний процес, який при $t \rightarrow \infty$ прямує до нуля, тобто система стійка. При $\alpha > 0$ перехідний процес розбіжний, тобто система нестійка (рис.11, а);
- корені комплексні попарно спряжені (рис.11, б) викликають коливальний перехідний процес, причому при $\alpha < 0$ - збіжний;
- корені уявні (рис.11, в) відповідають перехідному процесу у вигляді синусоїди (система на межі стійкості).

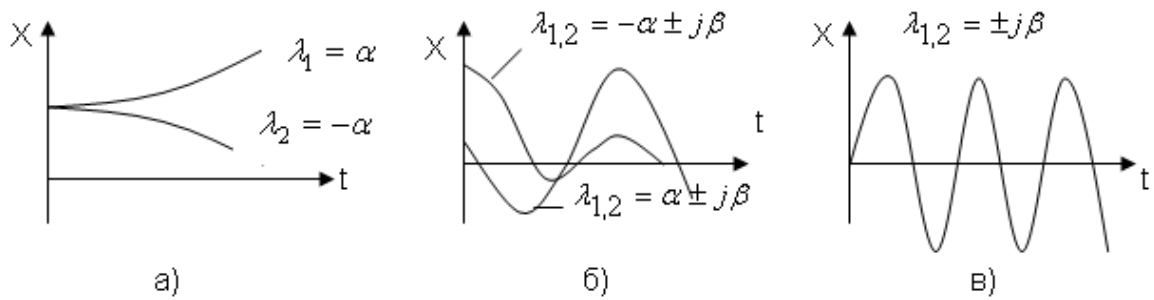


Рис.1.1. Залежність $X_n(t)$ від коренів характеристичного полінома

Може бути також нульовий корінь, тоді значення X приймає постійну величину.

Таким чином, узагальнимо:

- перехідний процес в системі – сума коливальних та аперіодичних складових, при цьому кожна коливальна складова відповідає парі комплексних спряжених коренів, а кожна аперіодична складова – дійсному кореню;
- загальною умовою загасання всіх складових і перехідного процесу в цілому є від’ємність дійсних частин всіх коренів характеристичного рівняння системи, тобто полюсів (нулів знаменника) передаточної функції системи;
- якщо є хоча б один корінь з додатною дійсною частиною, то йому відповідає розбіжна складова перехідного процесу, тобто система нестійка;
- при наявності уявних коренів характеристичного рівняння в системі виникають незагасаючі коливання з частотою, яка дорівнює β_i - границя стійкості.



Рис. 12. Розташування коренів характеристичного рівняння на комплексній площині

Розташування коренів характеристичного полінома на комплексній площині показано на рис. 12. Для стійкості системи всі корені повинні лежати в лівій напівплощині (бути “лівими”), а уявна вісь є межею стійкості. На межі стійкості може розташовуватись нульовий корінь або пара чисто уявних коренів. Необхідною, але недостатньою, умовою стійкості є додатність всіх коефіцієнтів характеристичного полінома.

Для отримання характеристичного полінома можна використовувати передаточні функції системи, наприклад для замкненої системи відносно зміни завдання:

$$W_{зд}(p) = \frac{W_{роз}(p)}{1 + W_{роз}(p)} . \quad (47)$$

Подамо $W_{роз}(p)$ у вигляді:

$$W_{роз}(p) = \frac{R(p)}{Q(p)} , \quad (48)$$

тоді

$$W_{зд}(p) = \frac{\frac{R(p)}{Q(p)}}{1 + \frac{R(p)}{Q(p)}} = \frac{R(p)}{Q(p) + R(p)} = \frac{R(p)}{D(p)} , \quad (49)$$

де: D – характеристичний поліном, який співпадає з лівою частиною рівняння системи (41).

Розв'язуючи проблему стійкості, знаходять відповіді на ряд частинних питань:

- визначають структуру системи, в якій забезпечується стійкість;
- оцінюють межі змінювання параметрів системи, за яких вона зберігає стійкість та їх критичні значення, які виводять систему на межу стійкості (будують область стійкості);
- формують ряд додаткових заходів щодо збереження чи забезпечення стійкості, наприклад введення додаткових елементів чи зв'язків.

Таким чином, стійкість системи визначають на основі аналізу перехідного процесу або коефіцієнтів та коренів характеристичного поліному. В теорії автоматичного керування є ще один ефективний метод оцінки стійкості – використання **критеріїв** стійкості – узагальнених показників, які не потребують розв'язувати рівняння системи. Використовуються **алгебраїчні** та **частотні критерії**.

3.1. Алгебраїчні критерії стійкості

Алгебраїчні критерії встановлюють необхідні та достатні умови стійкості на основі визначників, складених з коефіцієнтів характеристичного рівняння системи. Англійський математик Є.Раус (1877 р.) та швейцарський математик А.Гурвіц (1893 р.) в різній формі запропонували критерій, згідно якого умови стійкості зводяться до виконання нерівностей, які зв'язують коефіцієнти рівняння системи. Для розв'язання прикладних задач ці критерії об'єднують в один – Рауса-

Гурвіца. В загальному випадку ці критерії призначались для розв'язання чисто математичної задачі – дослідження стійкості розв'язків лінійного диференціального рівняння. Вище було показано, що за допомогою такого рівняння описується поведінка лінійної АСР.

На основі характеристичного полінома:

$$D(\lambda) = a_n \lambda^n + a_{n-1} \lambda^{n-1} + \dots + a_1 \lambda + a_0 \quad (50)$$

складається визначник:

$$\Delta_n = \begin{array}{cccccc|cc} a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & a_{n-7} & \dots & 0 & 0 \\ a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & a_{n-6} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} & \dots & 0 & 0 \\ 0 & a_n & a_{n-2} & a_{n-4} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & & & & & \\ 0 & 0 & \dots & a_3 & a_1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & a_4 & a_2 & a_0 \end{array} \quad (51)$$

Вираз (51) називається визначником Гурвиця і при його складанні виконуються правила:

- визначник має n рядків та n стовпців, в першому рядку розташовуються “непарні” коефіцієнти, після чого рядок доповнюється до числа n нулями;
- другий рядок включає всі “парні” коефіцієнти і також доповнюється нулями до числа n ;
- третій та четвертий рядки отримують зсувом вправо відповідно першого та другого рядків на один елемент, а зліва проставляється нуль. Аналогічно отримують і наступні рядки;
- в головній діагоналі визначника розташовуються всі коефіцієнти, крім a_n .

Критерій стійкості Рауса-Гурвиця формулюється так: автоматична система, яка описується характеристичним поліномом (50) стійка, якщо при $a_n > 0$ визначник Δ_n та всі його діагональні мінори **додатні**. (Мінор – визначник, складений з елементів, розташованих на перетині будь-яких k рядків та k стовпців визначника). У виразі (51) мінори виділені пунктиром.

Останній стовпець визначника Δ_n має лише один елемент $a_0 > 0$, тому використовується відома залежність:

$$\Delta_n = a_0 \cdot \Delta_{n-1}, \quad (52)$$

яка розпадається на дві за умови $\Delta_n = 0$: $a_0 = 0, \Delta_{n-1} = 0$. Коли $\Delta_n = 0$, система знаходиться на **межі стійкості**. При цьому при $a_0 = 0$ існує один нульовий корінь (аперіодична межа стійкості), а при $\Delta_{n-1} = 0$ існує пара уявних коренів (коливальна межа стійкості).

Розглянемо використання алгебраїчного критерія для системи різних порядків. Для системи **першого** порядку характеристичний поліном має вигляд:

$$D(\lambda) = a_1 \lambda + a_0, \quad (53)$$

а умова стійкості:

$$\Delta_1 = a_0, a_1 > 0. \quad (54)$$

Для системи **другого** порядку:

$$D(\lambda) = a_2 \lambda^2 + a_1 \lambda + a_0, \quad (55)$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & 0 \\ a_0 & a_0 \end{vmatrix} = a_1 a_0 > 0, \Delta_1 = a_1, a_2 > 0, a_0 > 0, \quad (56)$$

Таким чином, для системи першого і другого порядків необхідною і достатньою умовою стійкості є додатність всіх коефіцієнтів характеристичного рівняння.

Для системи **третього** порядку:

$$D(\lambda) = a_3\lambda^3 + a_2\lambda^2 + a_1\lambda + a_0, \quad (57)$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_2 & a_0 & 0 \\ a_3 & a_1 & 0 \\ 0 & a_2 & a_0 \end{vmatrix}. \quad (58)$$

Умови стійкості:

$$a_3 > 0, \Delta_1 = a_2 > 0, \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_2 & a_0 \\ a_3 & a_1 \end{vmatrix} = a_2a_1 - a_0a_3 > 0, \Delta_3 = a_0\Delta_2 > 0. \quad (59)$$

Остання нерівність за умови $a_0 > 0$ потребує $\Delta_2 > 0$. Таким чином, для системи 3-го порядку забезпечення стійкості вимагає не лише додатності всіх коефіцієнтів характеристичного рівняння, а й певного співвідношення між ними.

Для системи 4-го порядку:

$$D(\lambda) = a_4\lambda^4 + a_3\lambda^3 + a_2\lambda^2 + a_1\lambda + a_0. \quad (60)$$

$$\Delta_4 = \begin{vmatrix} a_3 & a_1 & 0 & 0 \\ a_4 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & a_3 & a_1 & 0 \\ 0 & a_4 & a_2 & a_0 \end{vmatrix}. \quad (61)$$

Умова стійкості:

$$a_4 > 0; \Delta_1 = a_3 > 0; \Delta_2 = a_2a_3 - a_1a_4 > 0; \\ \Delta_3 = a_1\Delta_2 - a_3 \begin{vmatrix} a_3 & 0 \\ a_4 & 0 \end{vmatrix} = a_1\Delta_2 - a_3^2a_0 > 0; \Delta_4 = a_0\Delta_3 > 0. \quad (62)$$

Для систем високих порядків ($n \geq 3$) використання алгебраїчного критерія Рауса-Гурвиця стає незручним і потребує громіздких виразів. Крім того, цей критерій не дає можливості визначити, які заходи необхідно здійснити для забезпечення стійкості.

В теорії автоматичного керування використовується також алгебраїчний критерій Ляпунова-Шіпара (1914 р.), який спрощує використання критерія Рауса-Гурвиця. Доведено, що необхідною і

достатньою умовою стійкості при $a_i > 0$ є вимога додатності всіх визначників з парними індексами $\Delta_2 > 0, \Delta_4 > 0 \dots$ або всіх визначників з непарними індексами $\Delta_1 > 0, \Delta_3 > 0 \dots$.

3.2. Частотні критерії стійкості

Один з частотних критеріїв був запропонований в 1932 р. американським фізиком Х.Найквістом, який досліджував властивості електронних підсилювачів із зворотніми зв'язками. Цей критерій потім став одним з найбільш уживаних при дослідженнях стійкості автоматичних систем.

На відміну від інших критеріїв, заснованих на аналізі характеристичного рівняння системи, цей критерій використовує амплітудно-фазову характеристику розімкненої системи $W_{роз}(j\omega) = W_{рег}(j\omega) \cdot W_{ок}(j\omega)$, тобто послідовне з'єднання (добуток) відповідних характеристик і передаточних функцій автоматичного регулятора і об'єкта по каналу керування. Саме це забезпечує наочність та зручність використання критерія, можна застосовувати експериментальні динамічні характеристики об'єкта. Цей критерій особливо зручний для одноконтурних систем, які можна представити у вигляді типових ланок.

Основне застосування критерія Найквіста відноситься до систем, які є стійкими в **розімкненому** стані, що виконується в більшості випадків для технологічних об'єктів. Для цього випадку критерій Найквіста формулюється так: автоматична система керування стійка, якщо амплітудно-фазова характеристика розімкненої системи $W_{роз}(j\omega)$ не охоплює точку з координатами $(-1; j0)$ (рис.13).

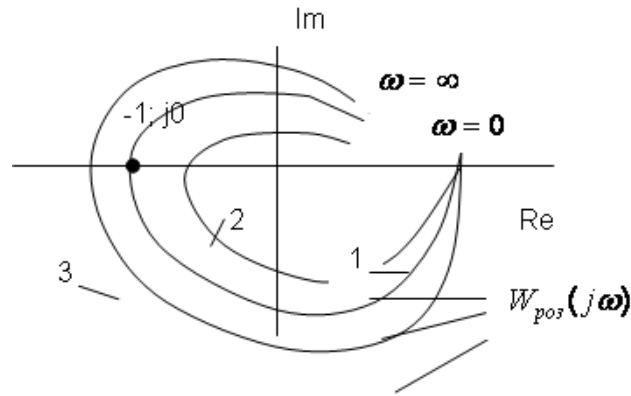


Рис. 13. Амплітудно-фазові характеристики розімкненої системи (статичної)

Годограф 1 відповідає стійкій системі, 3 – нестійкій, 2 – на межі стійкості. Цей випадок справедливий для статичних систем. Для астатичних систем відповідні характеристики наведені на рис.14.

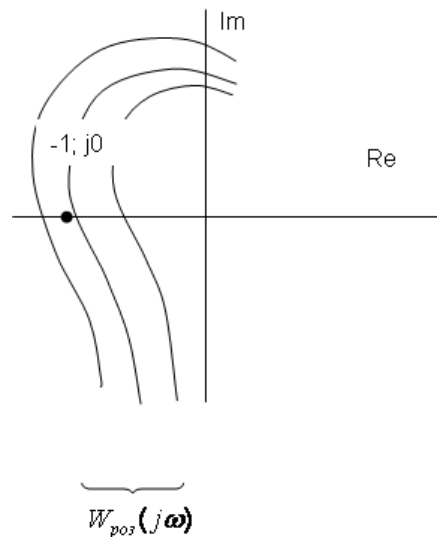


Рис. 14. Амплітудно-фазові характеристики розімкненої системи (астатичної)

При подальшому аналізі використовуються такі значення частоти:

- частота зрізу, коли $A(\omega)$ (модуль $W_{poz}(j\omega)$) $= 1 - \omega_{zp}$;
- частота, при якій фазовий зсув $\phi(\omega) = -\pi - \omega_{\pi}$.

Тоді умова знаходження системи на межі стійкості буде:

$$\omega_{zp} = \omega_{\pi} . \quad (63)$$

Якщо проаналізувати проходження гармонійного сигналу через систему, то роль особливої точки $(-1; j0)$ полягає в тому, що:

- вона відповідає перетворенню від'ємного зворотнього зв'язку в додатній;
- вона є межею між режимами підсилення і ослаблення зовнішнього сигналу системою.

Може бути випадок, коли системи є **нестійкою**, в розімкненому стані. Тоді критерій Найквіста формулюється так: АСР буде стійкою, коли $W_{роз}(j\omega)$ охоплює $\ell/2$ разів точку з координатами $(-1; j0)$, ℓ - число правих коренів характеристичного рівняння розімкненої системи.

Критерій Найквіста зручно використовувати для аналізу систем, які мають в своїй структурі ланки запізнювання. В цьому випадку АФХ розімкненої системи можна подати у вигляді:

$$W_{роз}(j\omega) = W_{осн}(j\omega) \cdot e^{-j\omega\tau_{зп}}, \quad (64)$$

де: $W_{осн}(j\omega)$ - АФХ основних елементів системи;

$e^{-j\omega\tau_{зп}}$ - АФХ ланки запізнювання.

Наявність ланки запізнювання погіршує, як правило, стійкість і існує критичне запізнювання, при якому система виходить на межу стійкості - $\omega_{зп}^{кр}$.

3.2.1. Частотний критерій стійкості А.В.Михайлова

Частотний **критерій стійкості А.В.Михайлова** (1936 р.) заснований на аналізі характеристичного полінома системи, в який підставляється $\lambda = j\omega$:

$$D(j\omega) = a_n(j\omega)^n + a_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \dots + a_1(j\omega) + a_0. \quad (65)$$

Вираз (65) можна подати у вигляді суми дійсної та уявної частини:

$$D(j\omega) = U_D(\omega) + jV_D(\omega), \quad (66)$$

де: $U_D(\omega)$ - дійсна частина, складена з членів з парними степенями ω ;

$V_D(\omega)$ - уявна частина, яка утримує члени з непарними степенями ω .

Кожному фіксованому значенню ω відповідає комплексне число, яке можна зобразити вектором на комплексній площині. При змінюванні ω від 0 до ∞ цей вектор описує криву, яка називається годограф Михайлова. За видом годографа можна оцінювати стійкість системи. При $\omega = 0$ функція $D(j\omega) = a_0$, що випливає з виразу (65), а при $\omega \rightarrow \infty$ функція $D(j\omega)$ необмежено зростає, але проходить різну кількість квадрантів в залежності від порядку системи.

Критерій стійкості Михайлова формулюється так: автоматична система керування, якій відповідає рівняння (65), стійка, якщо при змінюванні ω від 0 до ∞ годограф $D(j\omega)$ огинає проти годинникової стрілки початок координат та проходить n квадрантів (n – порядок системи). Якщо система знаходиться на межі стійкості, то годограф проходить через початок координат (це відповідає наявності пари спряжених коренів).

На рис. 15 годограф 1 відповідає стійкій системі ($n=4$), 2 – на межі стійкості, 3 – нестійкій. При практичному використанні годографа Михайлова спочатку знаходять точки перетину його з координатними осями: при $U_D(\omega) = 0$ знаходять частоту, коли $D(j\omega)$ пересікається з уявною віссю і підставляють її значення у вираз для $V_D(\omega)$. Коли знайдено умови, за яких $D(j\omega)$ перетинає осі координат, тобто знайдено нулі $U_D(\omega)$ і $V_D(\omega)$, то повністю годограф будувати не потрібно: стійкість має місце, якщо нулі $U_D(\omega)$ та $V_D(\omega)$ чергуються з ростом ω , починаючи з $\omega = 0$, тобто $V_D(\omega) = 0$, а $U_D(\omega) > 0$.

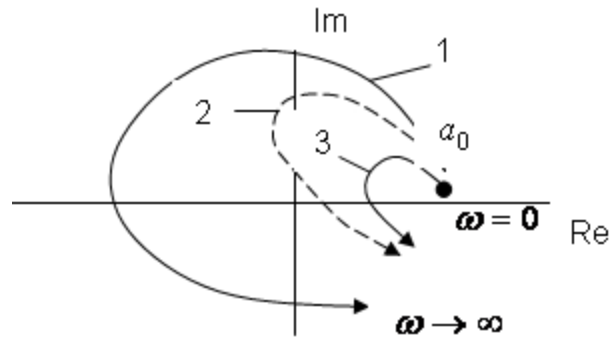


Рис. 15. Годограф Михайлова

Якщо систему можна розбити на ланки, то годограф $D(j\omega)$ можна отримати за правилами перемноження векторів.

Для оцінки стійкості системи можна використовувати також **логарифмічні частотні характеристики**. Це засновано на висновках, які випливають з критерія стійкості Найквіста: система буде стійкою тоді, коли при досягненні фазовою частотною характеристикою значення -180° логарифмічна частотна характеристика буде від'ємною (криві 1, рис. 16).

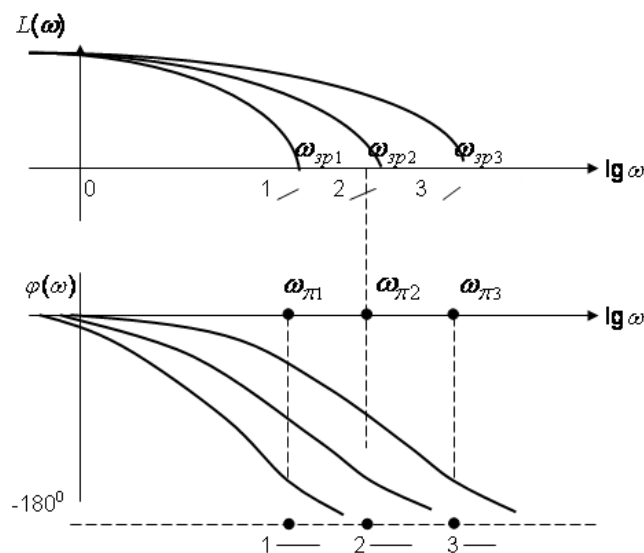


Рис.16. Логарифмічні частотні характеристики статичної системи

Це значить, що АФХ розімкненої системи не охоплює точку $(-1; j0)$. Кривим 3 рис.16 відповідає нестійка система, 2 – на межі стійкості.

3.2.2. Область стійкості. Запас стійкості. Частотний критерій

Найквіста

Реальні системи повинні бути не лише стійкими, а й забезпечувати **запас стійкості**, тобто зберігати стійкість при змінюваних умовах роботи та параметрів системи. Фактично це означає, що система за своїми властивостями повинна бути на певній відстані від межі стійкості. Запас стійкості встановлюється в зв'язку з тим, що:

- розрахунок системи приводиться з використанням спрощених, ідеалізованих моделей, які не враховують ряд факторів, важливих для роботи системи;
- проводиться лінеаризація математичних залежностей, а саме нелінійності відіграють суттєву роль при роботі системи;
- параметри окремих елементів, особливо об'єкта, можуть значно змінюватись в процесі роботи, наприклад коефіцієнти теплопередачі.

Наведені фактори приводять до того, що стійка системи за розрахунками при практичному використанні може виявитись нестійкою.

Запас стійкості можна оцінювати за розташуванням коренів характеристичного рівняння на комплексній площині: чим далі вліво від уявної осі будуть розташовані корені, тим більшим буде запас стійкості. Для оцінки запасу стійкості можна використовувати і частотний **критерій Найквіста**, а саме – за віддаленням АФХ розімкненої системи $W_{роз}(j\omega)$ від “небезпечної” точки $(-1; j0)$ на комплексній площині. Кількісно оцінюють запас стійкості системи за амплітудою (модулем) та фазою. Запас стійкості за амплітудою (модулем) показує, на скільки можна збільшити коефіцієнт передачі системи, щоб вона вийшла на межу стійкості. При розрахунках цей запас береться подвійним. Запас стійкості

по фазі показує, на скільки повинно зрости запізнювання на частоті зрізу $\omega_{зр}$, щоб система вийшла на межу стійкості. При розрахунках приймається запас по фазі $\geq 30^\circ$.

При створенні та експлуатації автоматичних систем часто необхідно визначати вплив змінюваних параметрів системи на стійкість. Область стійкості будується в координатах, якими є змінювані параметри і виділяє простір, в кожній точці якого система стійка. Лінія або поверхня, які обмежують область стійкості, є межею області. Коли змінюваних параметрів два, наприклад $K_{рег}$ і T_i для ПІ-регулятора, тоді область стійкості виділяється на площині $K_{рег} - T_i$. Для позначення області стійкості лінія (межа стійкості) штрихується, при цьому штриховка направляється всередину області. Межа області може будуватись шляхом багатократного застосування одного з критеріїв стійкості при різних значеннях змінюваних параметрів.

Розглянемо приклад побудови області стійкості для статичної системи третього порядку, передаточна функція якої задана у вигляді:

$$W(p) = \frac{K_1 K_2 K_3}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1)}, \quad (67)$$

що відповідає трьом послідовно з'єднаним аперіодичним ланкам з коефіцієнтами передачі K_i та постійними часу T_i , $i = \overline{1,3}$.

Характеристичний поліном системи приймає вигляд:

$$D(\lambda) = K_1 K_2 K_3 + (T_1 p + 1)(T_2 p + 1)(T_3 p + 1) \quad (68)$$

або:

$$D(\lambda) = a_3 \lambda^3 + a_2 \lambda^2 + a_1 \lambda + a_0, \quad (69)$$

де:

$$a_3 = T_1 T_2 T_3; a_2 = T_1 T_2 + T_2 T_3 + T_1 T_3; a_1 = T_1 + T_2 + T_3; a_0 = 1 + K_1 K_2 K_3. \quad (70)$$

Позначимо:

$$K_1 K_2 K_3 = K, \quad (71)$$

K – коефіцієнт передачі системи.

Для визначення області та межі стійкості можна застосувати алгебраїчний **критерій Рауса-Гурвиця**, тоді умовою стійкості буде:

$$T_1 T_2 T_3 > 0, \quad (72)$$

$$T_1 T_2 + T_2 T_3 + T_1 T_3 > 0, \quad (73)$$

$$T_1 + T_2 + T_3 > 0, \quad (74)$$

$$1 + K > 0. \quad (75)$$

Будемо вважати, що змінюваними параметрами є T_1 та K , тоді область стійкості будується в площині цих параметрів (рис.17).

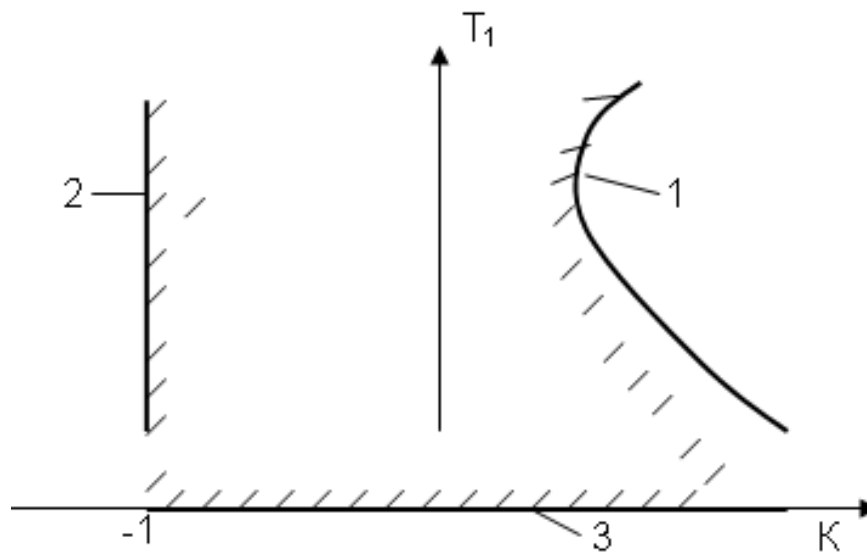


Рис.17. Область стійкості системи

Рівняння (71)÷(73) не мають особливої цінності, тому що в реальних системах завжди розглядаються додатні значення T_1, T_2, T_3 . Рівняння (75) показує, що K за абсолютним значенням повинно бути менше одиниці, тобто система втратить стійкість при наявності додатного, а не від'ємного

зворотнього зв'язку. Коли K зростає, система також виходить на межу стійкості, а потім стає нестійкою, що видно з виразу для визначника Δ_3 :

$$a_2 a_1 - a_3 a_0 = (T_1 T_2 + T_2 T_3 + T_1 T_3)(T_1 + T_2 + T_3) - T_1 T_2 T_3 (1 + K) > 0. \quad (76)$$

З цього виразу можна отримати значення критичного коефіцієнта передачі системи:

$$K_{кр} = (T_1 + T_2 + T_3) \left(\frac{1}{T_1} + \frac{1}{T_2} + \frac{1}{T_3} \right) - 1. \quad (77)$$

Для стійкої системи $K < K_{крит}$. Межа 1 для області стійкості (рис. 17) відповідає умові (77) для різних значень змінюваного параметра T_1 , при яких $K = K_{кр}$. Межа 2 відповідає умові

$$K + 1 > 0, K = 1. \quad (78)$$

Межа 3 відповідає умові $T_1 = 0$.

Необхідно підкреслити ще раз, що збільшення коефіцієнта передачі системи підвищує її точність, але може привести до втрати стійкості. Цікавою особливістю є те, що критичне значення коефіцієнта передачі $K_{кр}$ не залежить від абсолютних значень постійних часу, а визначається лише їх відношенням (вираз (75)).

4. ПРИКЛАД ВИКОНАННЯ КУРСОВОЇ РОБОТИ

4.1. Вихідні дані

Передатні функції:

Об'єкта керування	Чутливого елемента	Виконавчого елемента	Підсилювача	Коригувальної ланки
$\frac{k}{T_0 p + 1}$	$\frac{k_2}{T_2^2 p^2 + T_1 p + 1}$	k_4	k_3	k_5

Коефіцієнти підсилення:

K	k_2	k_3	k_4	n
4,5	0,2	16	0,55	5

Сталі часу:

T_0	T_1	T_2	T_3	T_{33}
55	3,0	0,5	0,8	-

4.2. Структурна схема САК температурою середовища в ферментері без врахування коригувальної ланки

Складемо функціональну схему САК температурою середовища в ферментері без врахування корекції (рис. 4.1), яка складається з об'єкта регулювання, чутливого елемента підсилювача та виконавчого механізму[3, 6].

Функціональну схему САК (рис. 4.1) можна побудувати у середовищах: Компас, Paint, word, Adobe Photoshop, і т.д.

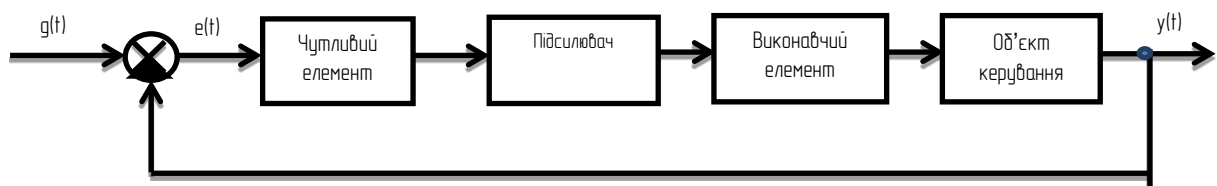


Рис. 4.1 Функціональна схема САК без врахування коригувального елемента

Підставляючи в функціональну схему САК передатні функції кожного елемента отримаємо структурну схему САК (рис. 4.2).

Структурну схему САК без врахування коригувального елемента (рис. 4.2) можна виконати у середовищі Компас, Paint, word, Adobe Photoshop, і т.д.

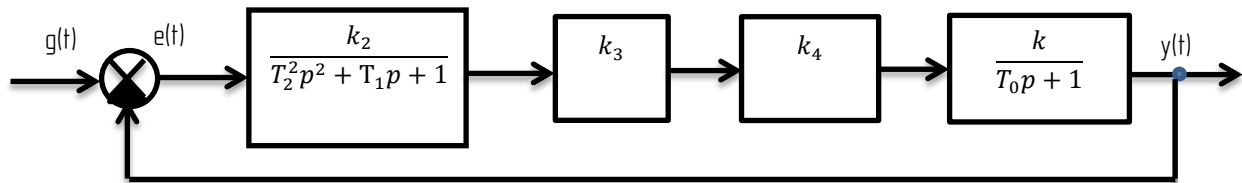


Рис. 4.2 Структурна схема САК без врахування коригувального елемента

4.3. Знаходження виразу для $W(p)$ розімкненої САК і складання диференційного рівняння САК без корекції

Вираз для загальної передатної функції W_p розімкненої САК [2]:

$$W(p) = \prod_{i=1}^n W_i = W_1 \cdot W_2 \cdot W_3 \cdot W_4;$$

$$W(p) = \frac{k_2}{(T_2^2 p^2 + T_1 p + 1)} \cdot \frac{k}{(T_0 p + 1)} \cdot k_3 \cdot k_4.$$

Підставимо в формулу вихідні дані, отримаємо характеристичне рівняння:

$$W(p) = \frac{k_2}{(T_1 p + 1)} \cdot \frac{k}{(T_0 p + 1)} \cdot k_3 \cdot k_4 = \frac{0.4}{(4.6 p + 1)} \cdot \frac{3.6}{(36 p + 1)} \cdot 30 \cdot 0.9$$

$$W(p) = \frac{38.88}{165.6 p^2 + 40.6 p + 1}.$$

Диференційне рівняння системи автоматичного регулювання без корекції:

Передатна функція розімкненої системи керування, від вихідної дії по похибці в загальному випадку, має вигляд [2]:

$$W(p) = \frac{Y(t)}{E(t)} .$$

Скориставшись правилом пропорції отримаємо диференційне рівняння системи автоматичного регулювання від вихідної дії по похибці без корекції:

$$165.6 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 40.6 \frac{dy(t)}{dt} + y(t) = 38.88 \cdot e(t) .$$

Передатна функція замкненої САК, від вихідної дії по задовільній дії, має вигляд:

$$\Phi(p) = \frac{Y(t)}{G(t)} = \frac{W(p)}{1 + W(p)}$$

тоді,

$$\Phi(p) = \frac{\frac{38.88}{165.6p^2 + 40.6p + 1}}{1 + \frac{38.88}{165.6p^2 + 40.6p + 1}} = \frac{38.88}{165.6p^2 + 40.6p + 39.88} .$$

Скориставшись правилом пропорції, отримаємо диференційне рівняння системи автоматичного регулювання від вихідної дії по задовільній дії без корекції:

$$165.6 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 40.6 \frac{dy(t)}{dt} + 39.88 y(t) = 38.88 \cdot g(t) .$$

4.4. Визначення стійкості САК за допомогою критерію Михайлова

Розглянемо окремо характеристичний поліном системи, який являє собою суму чисельника и знаменника передатної функції розімкненої САК, або є знаменником передатної функції замкненої САК :

$$D(p) = 1 + W(p)$$

де $p = j\omega$.

Згідно критерію Михайлова, для того щоб система була стійкою, необхідно, щоб повний приріст аргументу $\psi(\omega)$ при зміні частоти ω від 0 до ∞ дорівнював $n\frac{\pi}{2}$, де n це порядок полінома $D(p)$ [2, 6].

$$D(p) = 165.6p^2 + 40.6p + 39.88 = 0..$$

Підставимо замість $p - (\omega j)$.

$$\text{Отримаємо } D(j\omega) = -165.6\omega^2 + 40.6j\omega + 39.88 = 0,$$

$$\text{Re}(D(j\omega)) = -165.6\omega^2 + 39.88 = 0,$$

$$-165.6\omega^2 + 39.88 = 0,$$

$$-165.6\omega^2 = -39.88,$$

$$\omega^2 = 0.2408,$$

$$\omega_{1,3} = \pm 0.491,$$

$$\text{Im}(D(j\omega)) = 40.6j\omega = 0,$$

$$\omega_2 = 0;$$

$$\text{Re}(\omega = 0) = 39.88 > 0.$$

Оскільки виконується умова $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$, то система є стійкою

4.4.1. Побудова годографа Михайлова

Для того, щоб побудувати годограф Михайлова, виділимо дійсну та уявну частини характеристичного поліному $D(p)$:

дійсна

$$X(\omega) = -165.6\omega^2 + 39.88, \quad (4.1)$$

уявна

$$Y(\omega) = 40.6j\omega. \quad (4.2)$$

Та побудуємо їх залежність за допомогою Excel (див. табл. 4.1, рис. 4.1).

Побудуємо їх залежність за допомогою Excel (рис. 4.1), значення заносимо до табл. 4.1.

Потім ω підставляємо в (4.1) та (4.2) рівняння і отримаємо значення $X(\omega)$ та $Y(\omega)$.

Таблиця 4.1-Дані для побудови годографа Михайлова.

$\omega, 1/\text{сек}$	$X(\omega)$	$Y(\omega)$
0	39,88	0
0,01	39,86344	0,406
0,05	39,466	2,03
0,1	38,224	4,06
0,15	36,154	6,09
0,2	33,256	8,12
0,3	24,976	12,18
0,5	-1,52	20,3
1	-125,72	40,6
1,5	-332,72	60,9
2	-622,52	81,2
2,5	-995,12	101,5
3	-1450,52	121,8
3,5	-1988,72	142,1

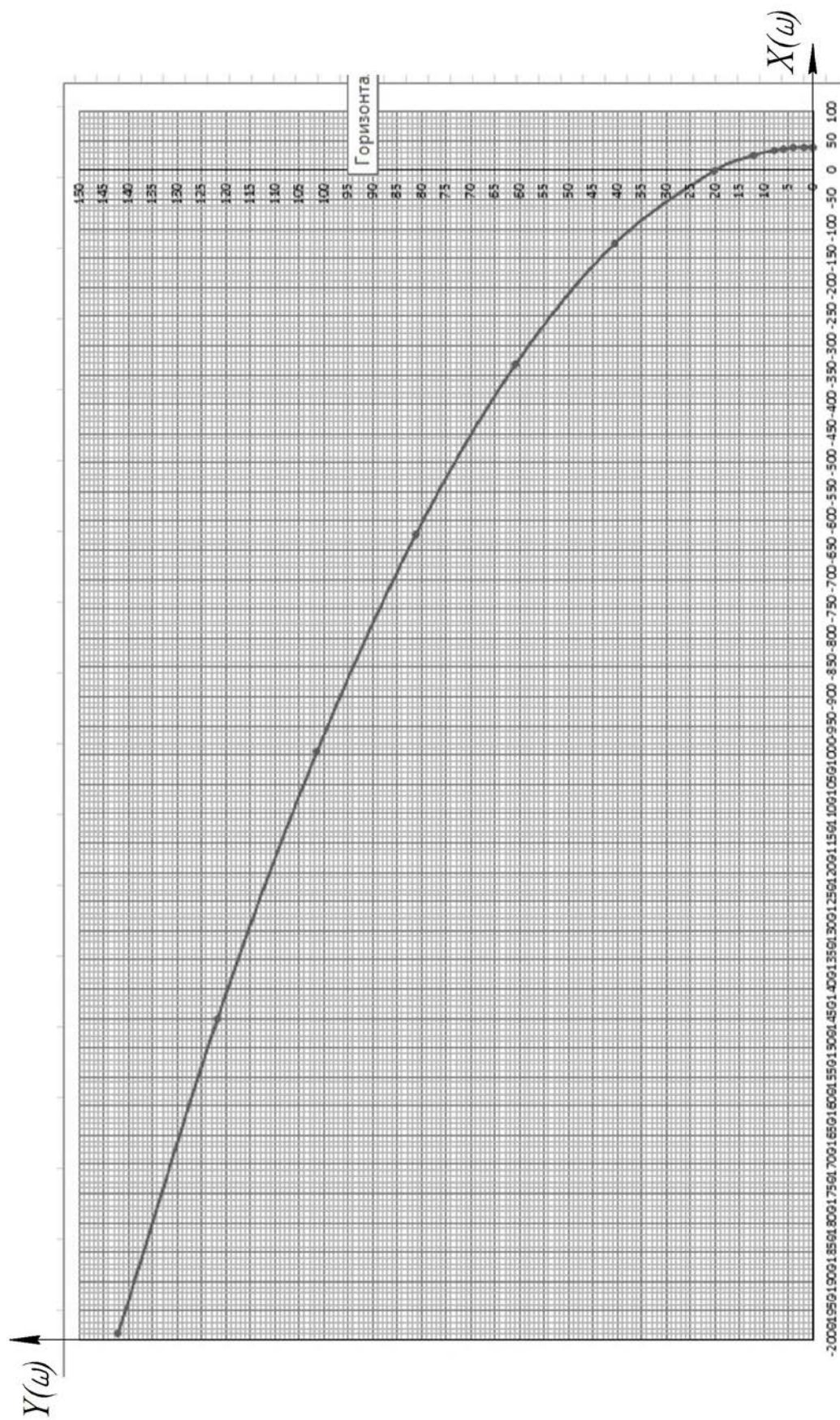


Рис. 4.1.1. Графік залежності $Y(\omega)$ від $X(\omega)$ за допомогою програми Excel

Оскільки характеристичний поліном нашої системи є поліномом другого порядку і годограф Михайлова проходить дві чверті комплексної площини, та має плавний, без сачків, графік, то система є стійкою.

4.4.2. Визначення запасу стійкості САК

Скориставшись частотним критерієм Найквіста, визначимо запас стійкості системи по модулю.

Замкнена САК буде стійкою якщо АФХ розімкненої САК не охоплює точку -1 на дійсній вісі комплексної площини, звідси запас стійкості по модулю(амплітуді) характеризується як віддалення годографа АФХ розімкненої САК від критичної точки(-1; j0). Це віддалення визначається в напрямку дійсної вісі та визначається відстанню h від критичної точки до точки перетину годографа з віссю абсцис [1, 6].

$$W(p) = \frac{38.88}{165.6p^2 + 40.6p + 1}.$$

Розклавши знаменник на поліноми першого порядку отримаємо передатну функцію у наступному вигляді:

$$W(p) = \frac{38.88}{(4.6p + 1)(36p + 1)}.$$

Запишемо відповідні модулі амплітуд і фаз :

$$\begin{aligned} A_1 &= 38.88 & \psi_1 &= 0 \\ A_2 &= \sqrt{1^2 + 1296\omega^2} & \psi_2 &= \arctg 36\omega \\ A_3 &= \sqrt{1^2 + 4.6^2 \omega^2} & \psi_3 &= \arctg 4.6\omega. \end{aligned}$$

Тоді,

$$A(\omega) = \frac{38.88}{\sqrt{1^2 + 1296\omega^2} \sqrt{1^2 + 4.6^2 \omega^2}} \quad (4.3)$$

$$\psi(\omega) = \psi_1 - \psi_2 - \psi_3 . \quad (4.4)$$

Пояснення :

(ap+b)

$$A = \sqrt{b^2 + a^2 p^2}$$

$$\psi = \arctan \frac{ap}{b}.$$

Скориставшись програмою MathCad побудуємо АФХ для нашої системи (рис. 4.2), де:

ω – це проміжок чисел (масштаб), можна взяти любі значення. Перше рівняння - (4.2), а друге – (4.3).

$$w := 0,0001..10$$

$$A(w) := \frac{38.88}{\sqrt{1^2 + 36^2 \cdot w^2} \cdot \sqrt{1^2 + 4.6^2 w^2}}$$

$$h(w) := -(\text{atan}(36w) + \text{atan}(4.6w))$$

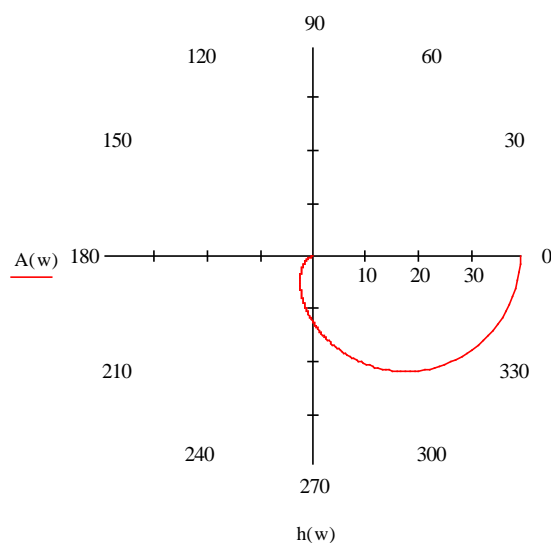


Рис. 4.2. Лістинг програми в MathCad АФХ для визначення запасу стійкості.

Для побудови перехідної характеристики скористаємось програмою MathCad. На рис. (4.3-4.24) представлена послідовність роботи у програмі MathCad.

На рис. 4.25 представлена перехідна характеристика.

Відкриваємо Matlab, бачимо інтерфейс, далі нажимаємо Simulink, для побудови графіків .

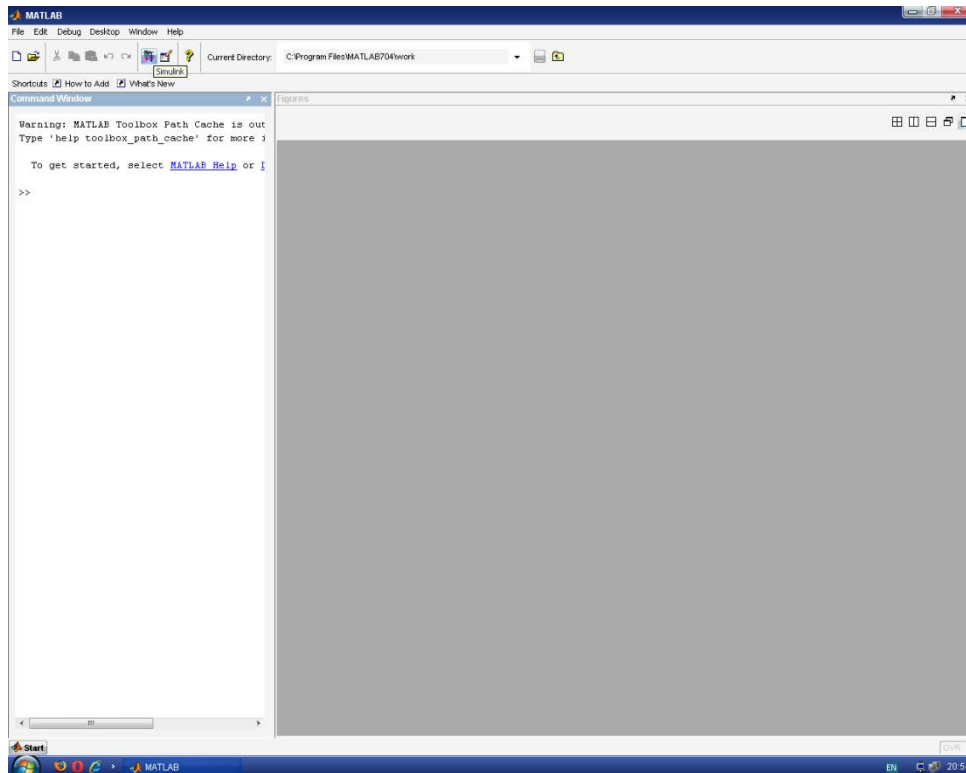


Рис. 4.3

Далі робимо, як на картинці .

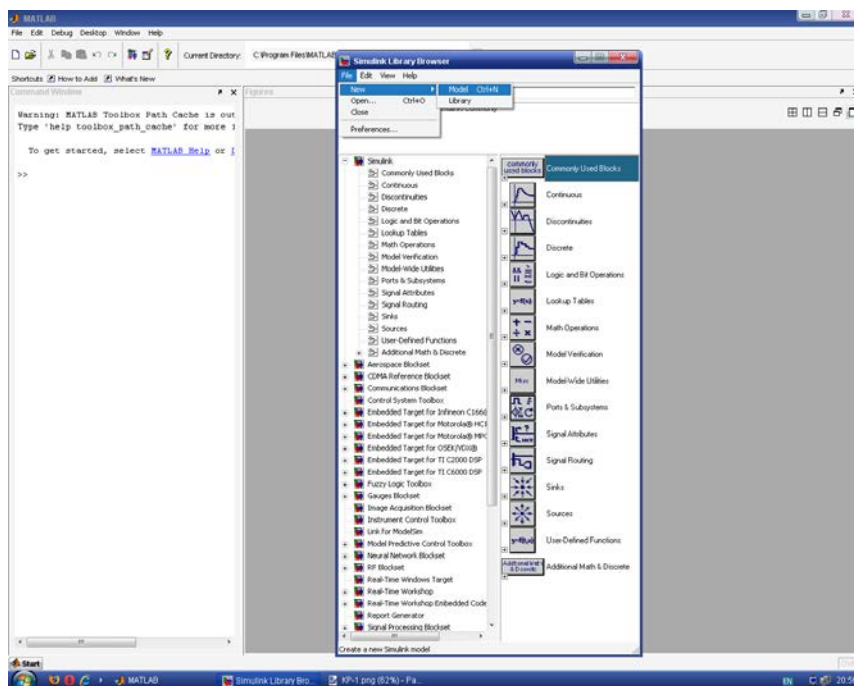


Рис. 4.4

Відкрилося вікно в якому будемо будувати схему.

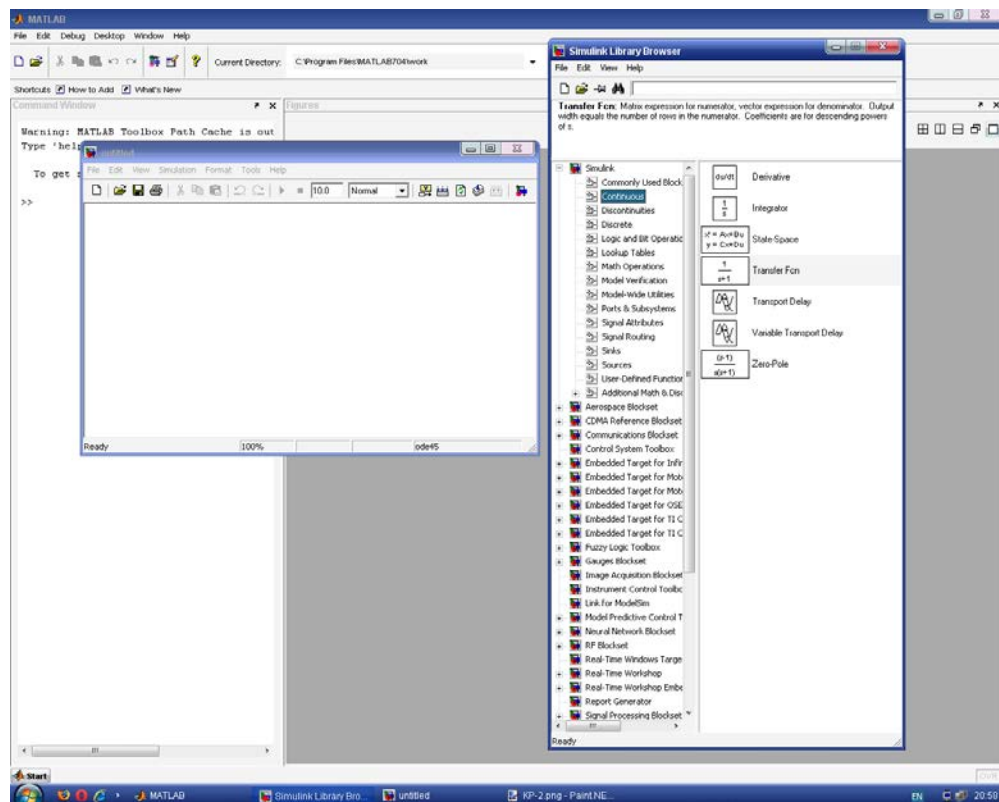


Рис. 4.5

Вставляємо Transfer Fcn

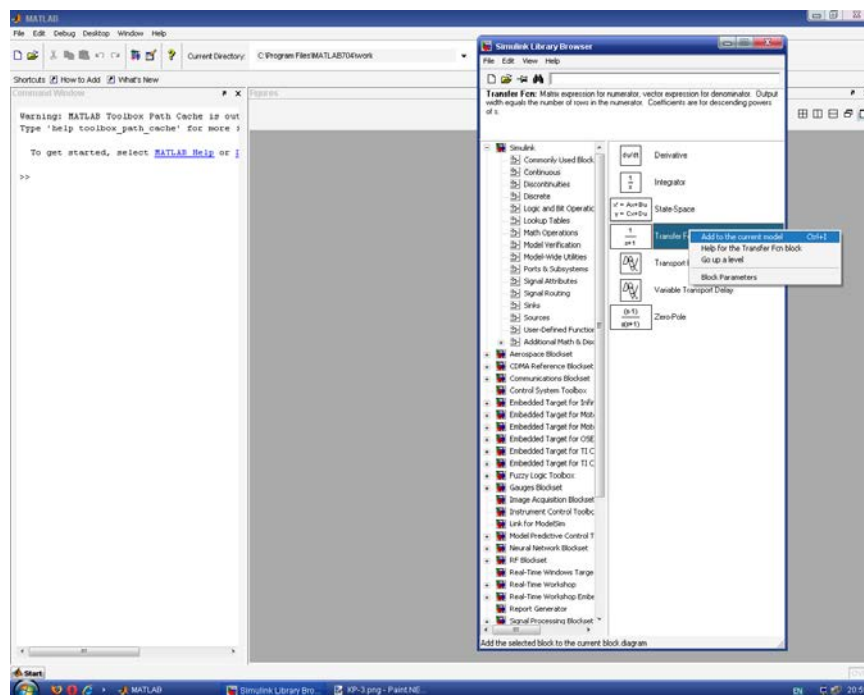


Рис. 4.6

Відкриваємо вкладку Sources

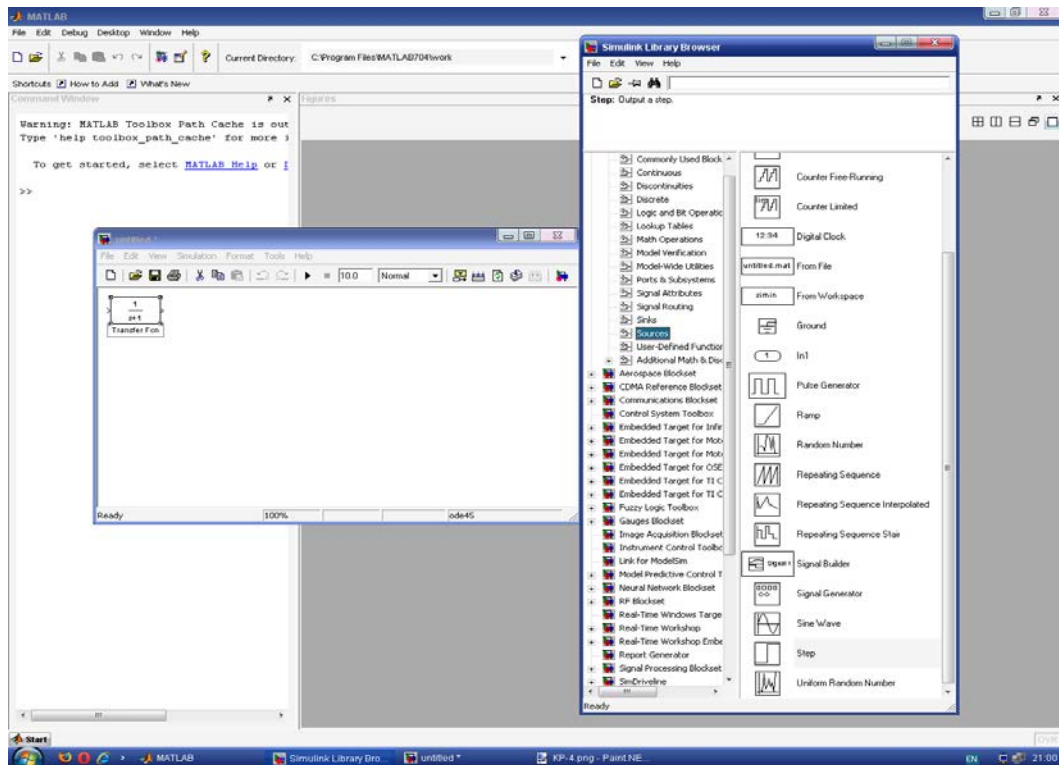


Рис. 4.7

Вставляємо Step

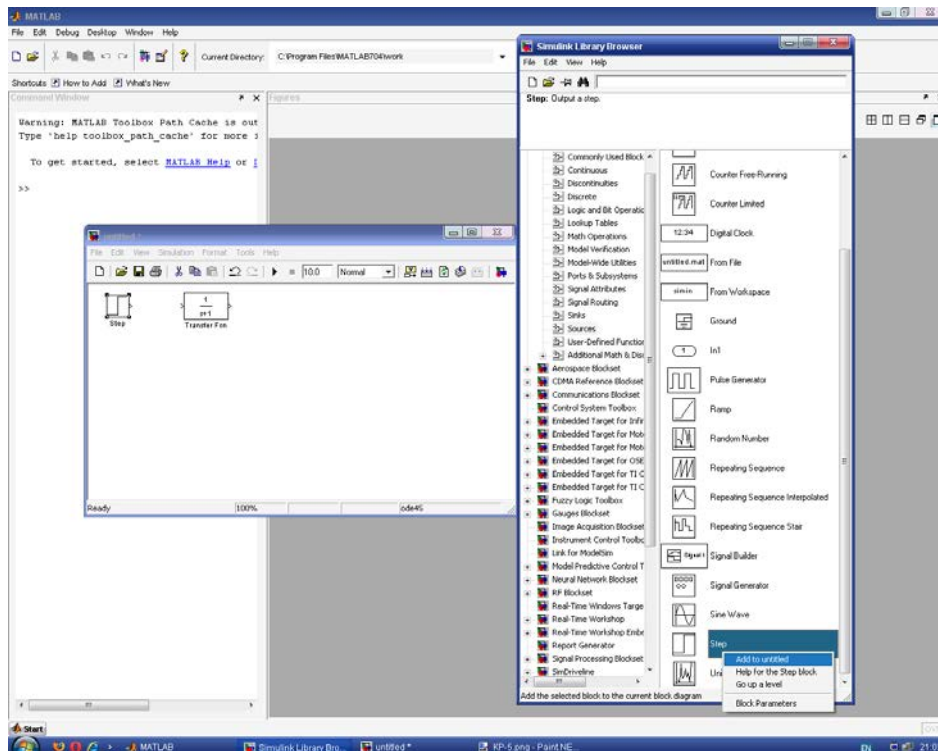


Рис. 4.8

Відкриваємо вкладку Math Operations

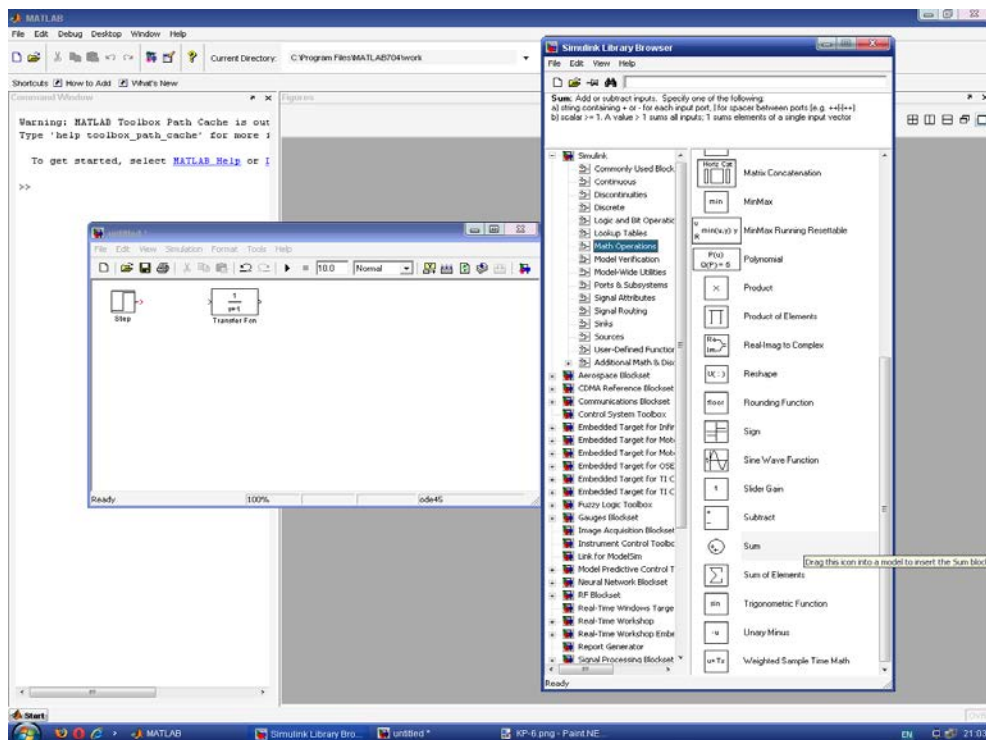


Рис. 4.9

Вставляємо Sum

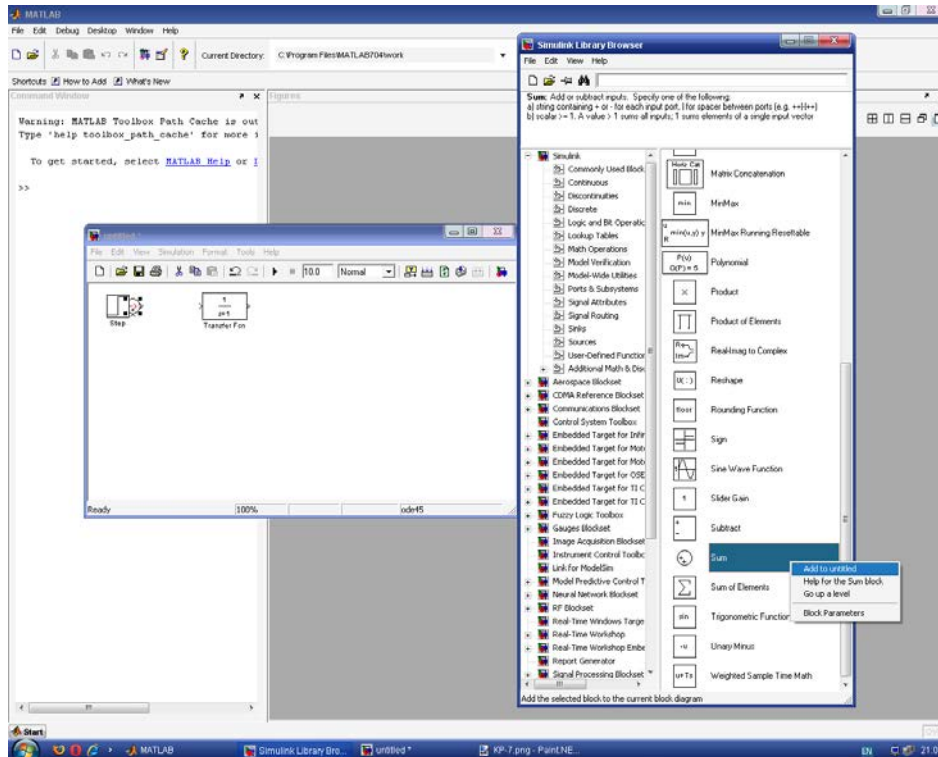


Рис. 4.10

Відкрилось вікно в якому вбиваємо + та + .

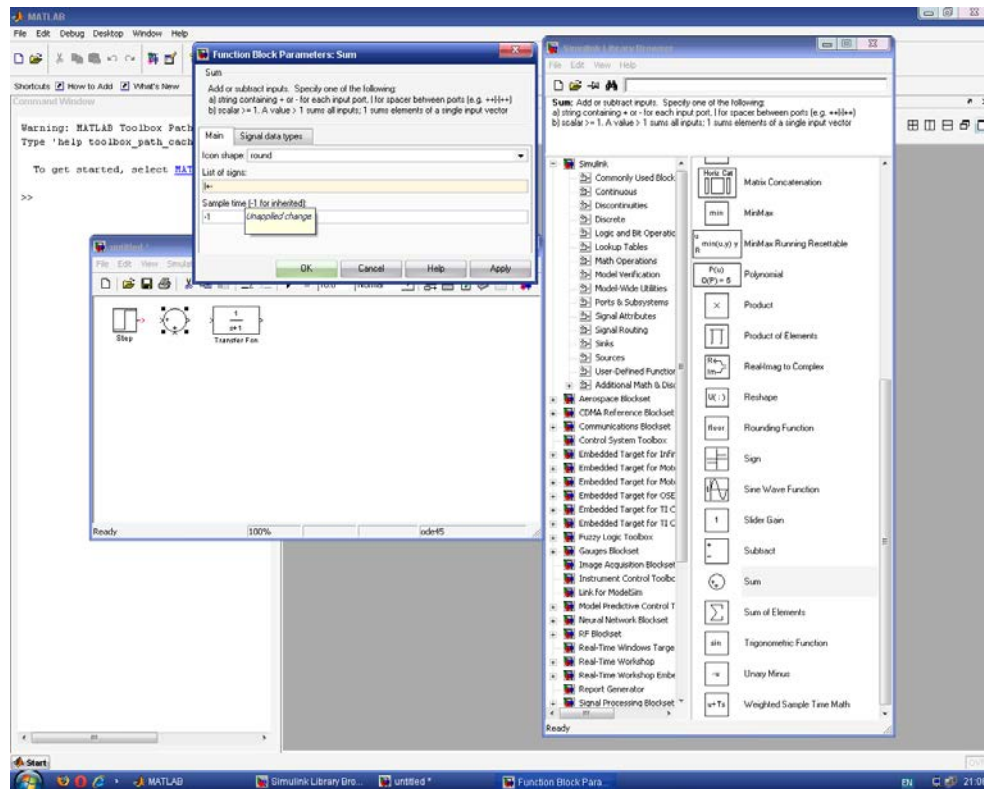


Рис. 4.11

Відкриваємо вкладку Commonly Used Blocks

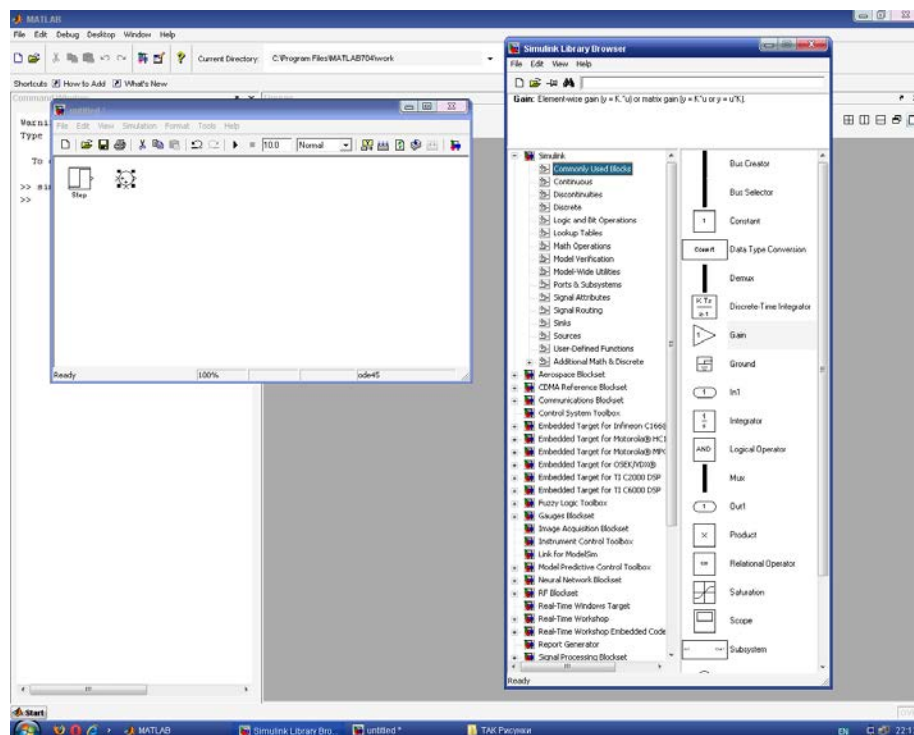


Рис. 4.12

Вставляємо Gain та Transfer Fcn стільки, скільки дано в завданні.

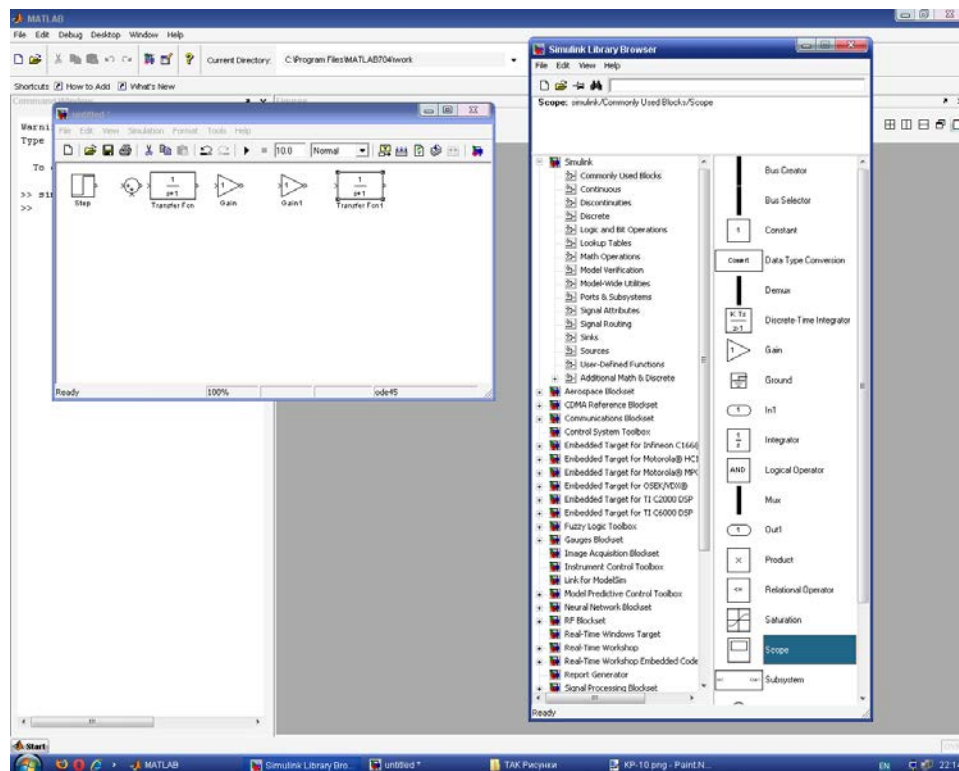


Рис. 4.13

Після того вставляємо Scope.

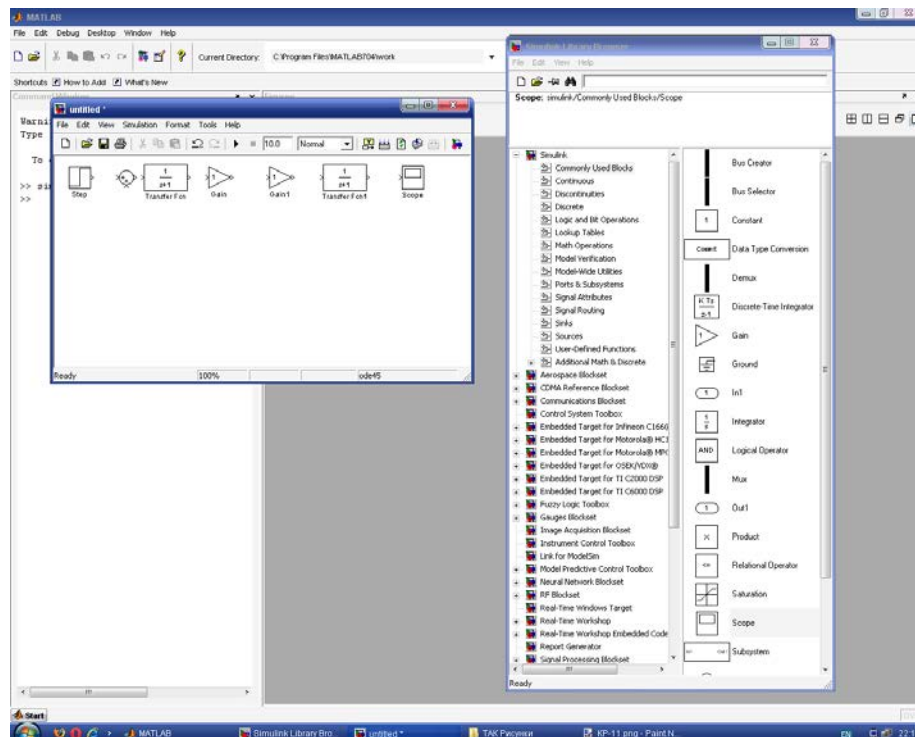


Рис. 4.14

З'єднуємо стрілками та вносимо в Transfer Fcn свої значення .

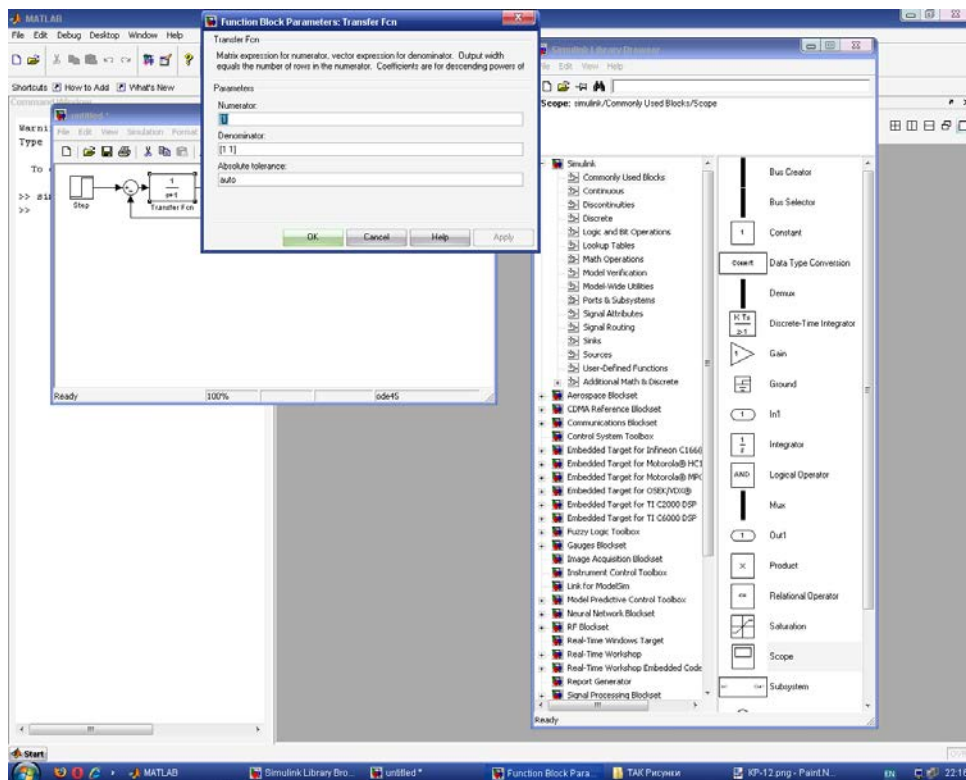


Рис. 4.15

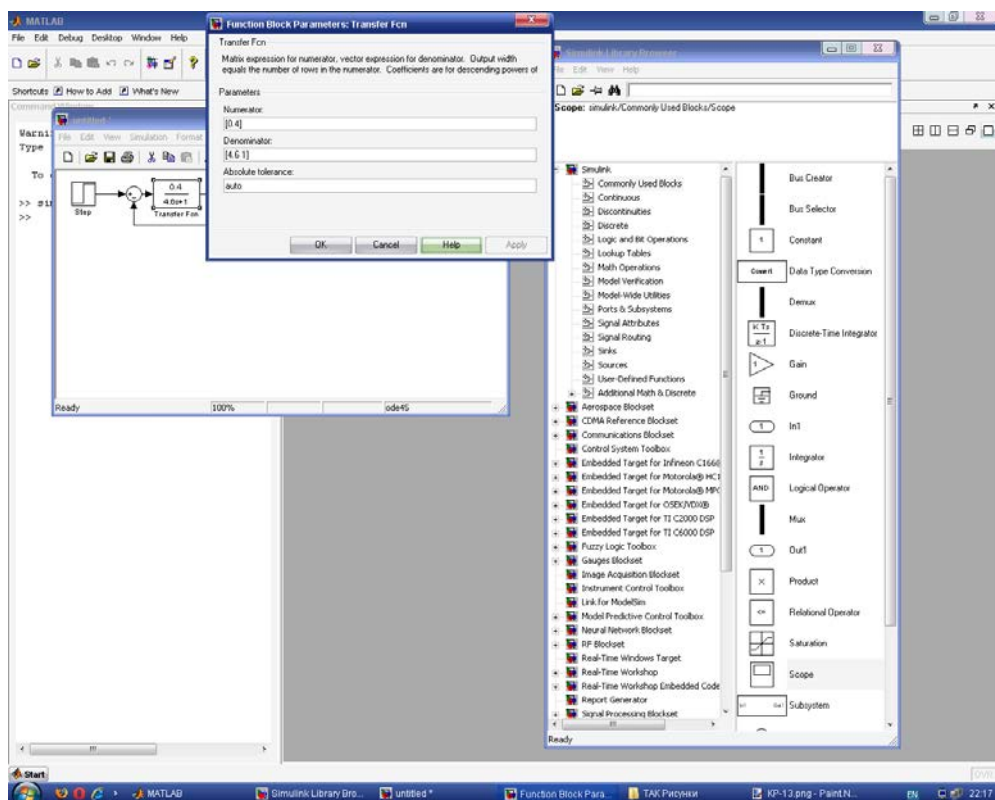


Рис. 4.16

Ось такий має бути вигляд вашої схеми .

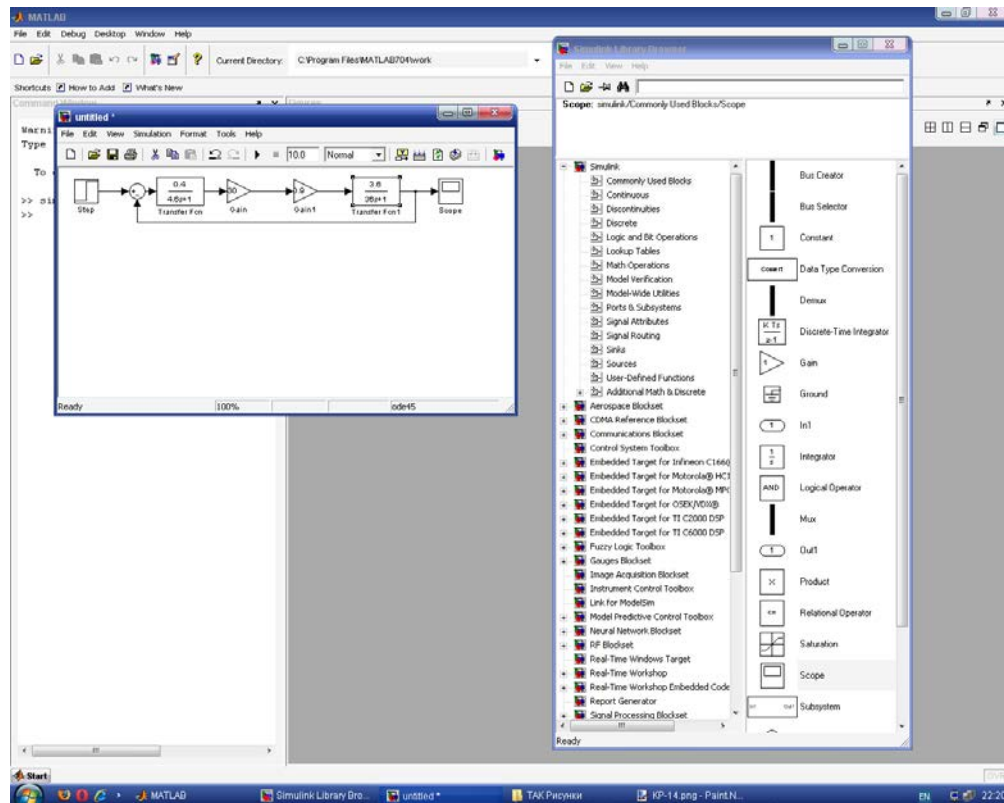


Рис. 4.17

Долі робимо, як на картинці , додаємо необхідний елемент .

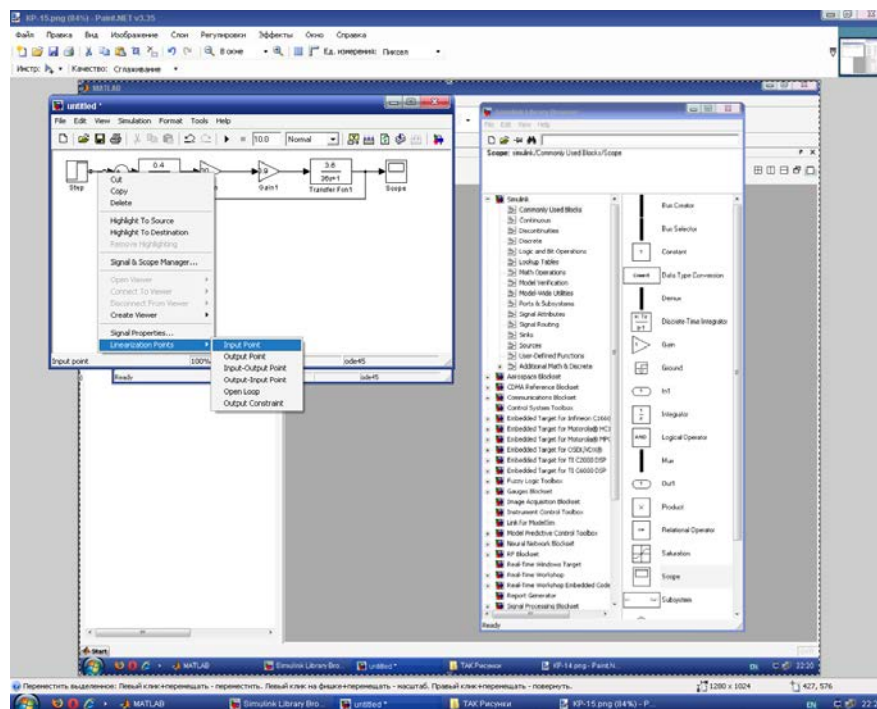


Рис. 4.18

Тут , те ж саме.

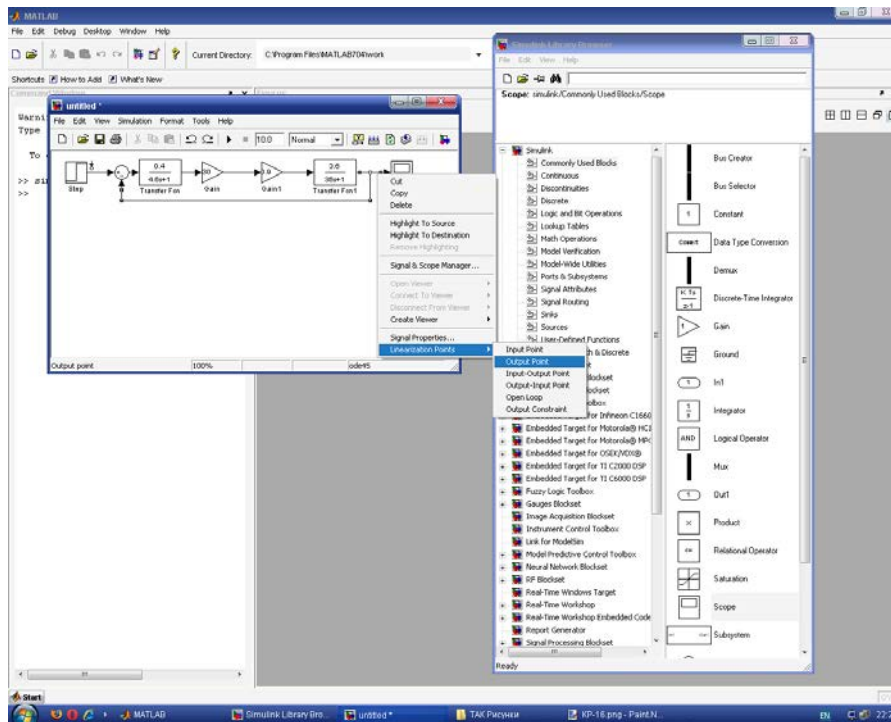


Рис. 4.19

Кінцевий варіант .

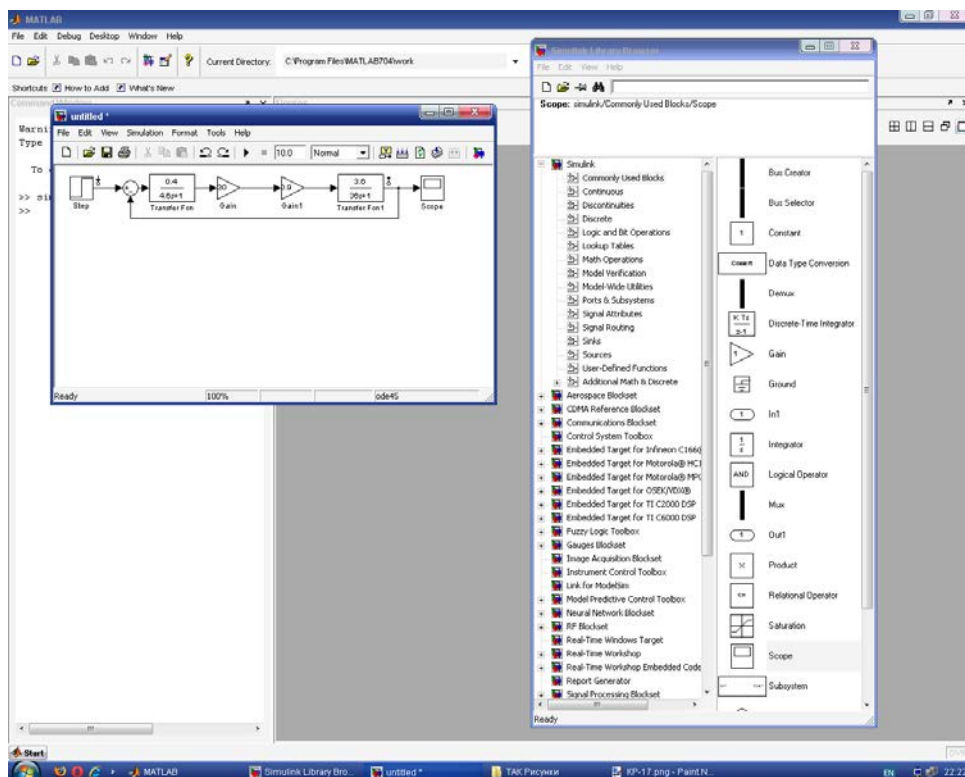


Рис. 4.20

Далі будемо графік.

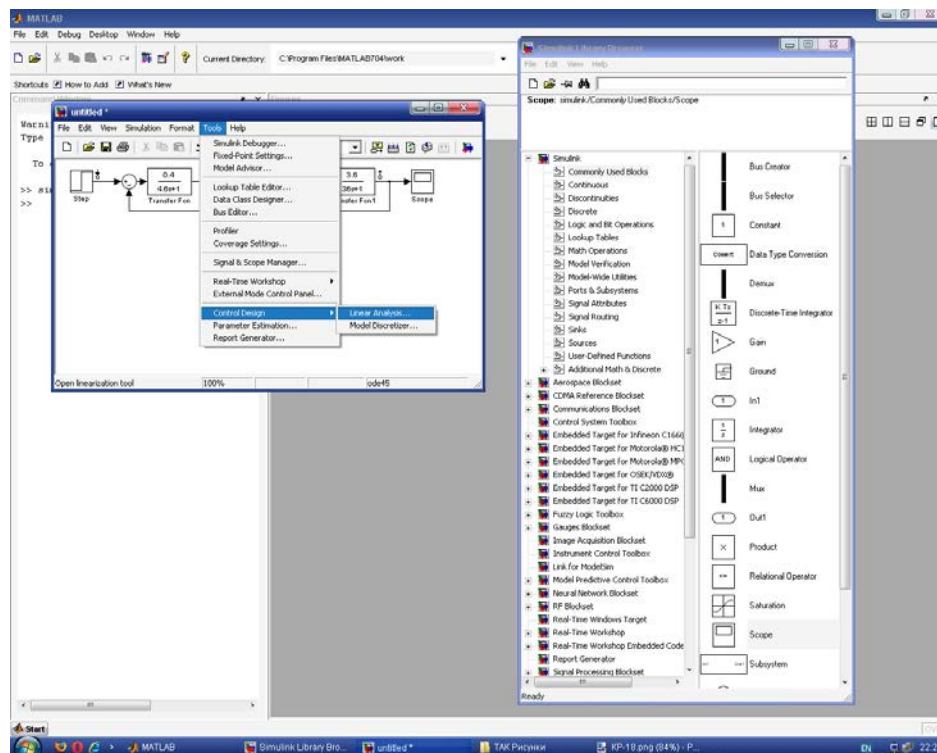


Рис. 4.21

Відкрилась панель .

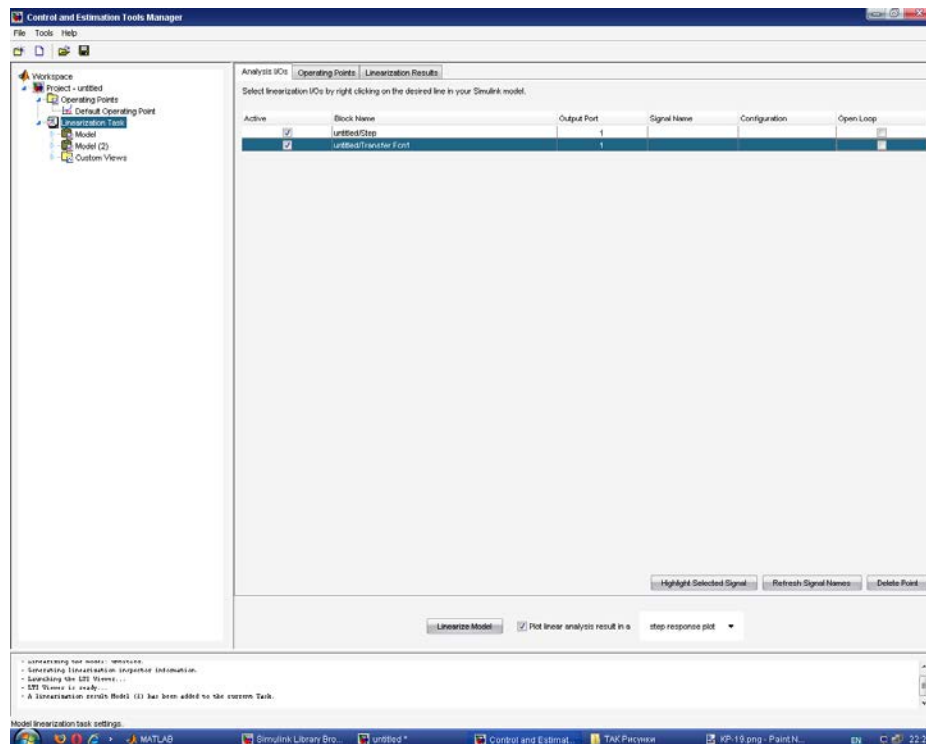


Рис. 4.22

Знизу вибираємо step response plot.

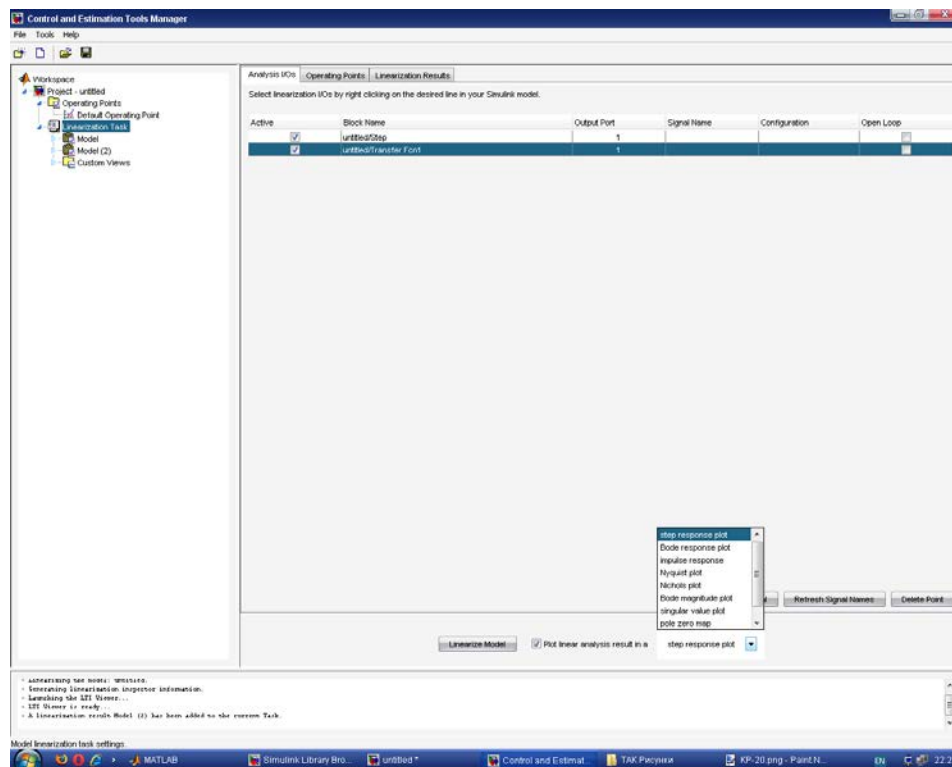


Рис. 4.23

Ставимо всі галочки , як на малюнку .

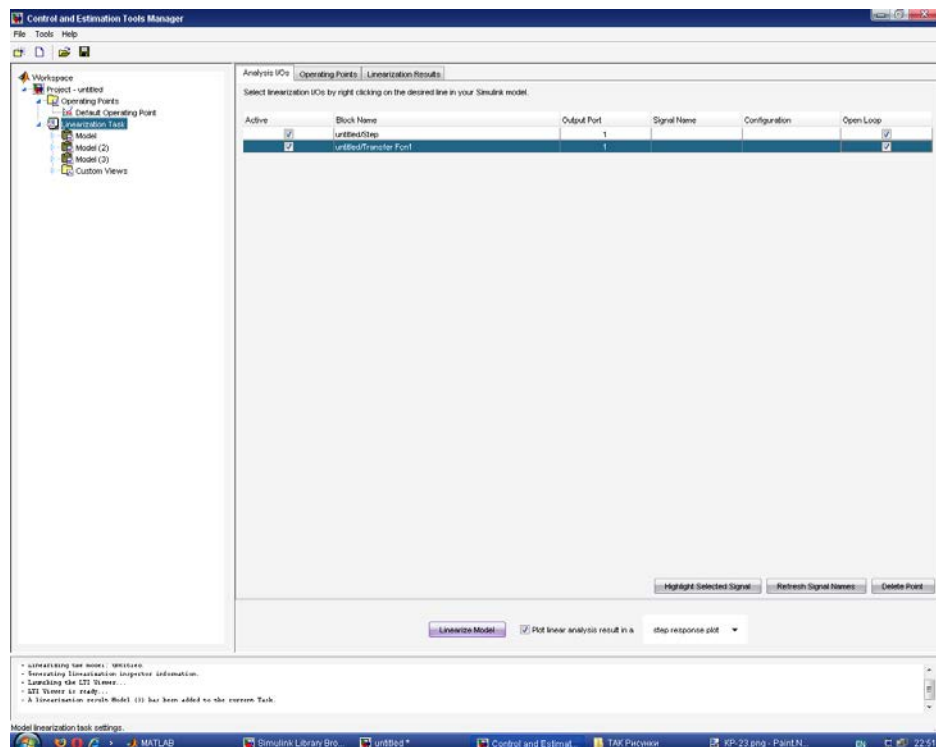


Рис. 4.24

Графік готовий .

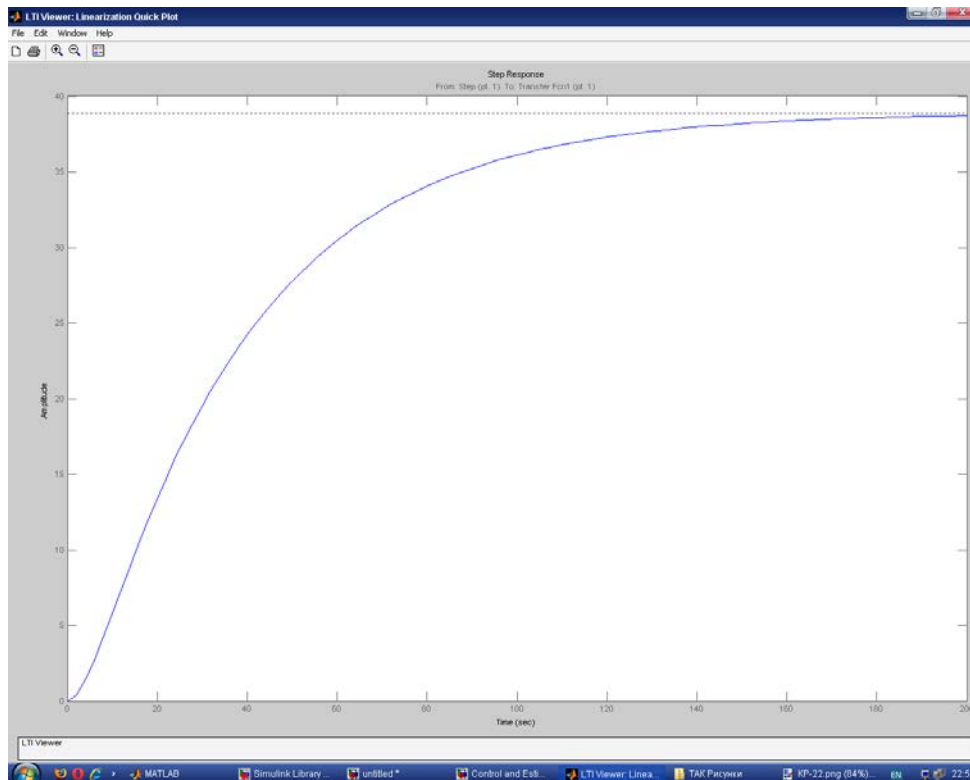


Рис. 4.25. Перехідна характеристика для визначення точності не корегованої системи.

Задана система не має достатній запас стійкості, але для забезпечення коректної роботи системи похибка керування повинна бути менше 5% (рис. 4.25).

Для підвищення точності системи без втрати стійкості введемо коригувальну ланку.

5. СТРУКТУРНА СХЕМА САК З ВВЕДЕННЯМ ЗАДАНОГО КОРИГУВАЛЬНОГО ЕЛЕМЕНТА

Побудуємо функціональну схему САК з урахуванням коригувального елемента (рис. 5.1)[2].

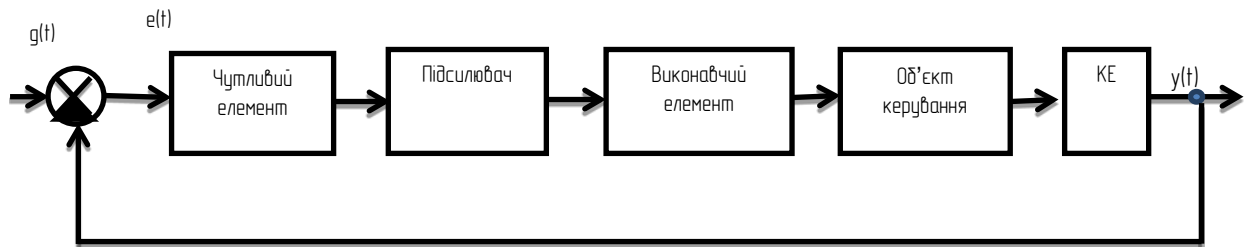


Рис. 5.1 Функціональна схема САК із врахуванням коригувального елемента(КЕ)

Структурну схему САК з введенням коригувального елемента отримаємо, підставивши у функціональну схему відповідні значення передатних функцій:

$$W_1(p) = \frac{k_2}{(T_1 p + 1)} = \frac{0,4}{(4,6 p + 1)} \quad - \text{ передатна функція чутливого}$$

елемента;

$$W_2(p) = k_3 = 30 \quad - \text{ передатна функція підсилювача;}$$

$$W_3(p) = k_4 = 0,9 \quad - \text{ передатна функція виконавчого елемента;}$$

$$W_4(p) = \frac{k}{(T_0 p + 1)} = \frac{3,6}{(36 p + 1)} \quad - \text{ передатна функція об'єкта керування;}$$

КЕ - передатна функція коригувальної ланки.

6. СКЛАДАННЯ ДИФЕРЕНЦІЙНОГО РІВНЯННЯ САК З УРАХУВАННЯМ КОРЕКЦІЇ

Складаємо диференціальне рівняння САК з урахуванням корекції. Передатну функцію всієї розімкнутої системи будемо визначати наступним чином [2]:

$$W^*(p) = \prod_{i=1}^n W_i = W_1 \cdot W_2 \cdot W_3 \cdot W_4 \cdot W_5;$$

$$W^*(p) = \frac{k_2}{(T_1 p + 1)} \cdot \frac{k}{(T_0 p + 1)} \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot \frac{k_5}{(T_{33} p + 1)}.$$

Тоді, нове значення передатної функції $W^*(p)$ розімкненої САК буде мати наступний вигляд:

$$W^*(p) = \frac{k_2}{(T_1 p + 1)} \cdot \frac{k}{(T_0 p + 1)} \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot \frac{k_5}{(T_{33} p + 1)} = \frac{0,4}{(4,6 p + 1)} \frac{3,6}{(36 p + 1)} \times$$

$$\times 30 \cdot 0,9 \cdot \frac{k_5}{(0,5 p + 1)} = \frac{38,88 \cdot k_5}{82,8 p^3 + 18 p^2 + 2,3 p^2 + 0,5 p + 165,6 p^2 + 36 p + 4,6 p + 1};$$

$$W^*(p) = \frac{38,88 \cdot k_5}{82,8 p^3 + 185,9 p^2 + 41,1 p + 1}.$$

Перейдемо з розімкненої САК до замкненої. Як зазначалося в п. 4, передатну функцію замкненої системи керування можна виразити двома способами:

$$\Phi(p) = \frac{W(p)}{1 + W(p)} \quad \text{та} \quad \Phi(p) = \frac{y(t)}{g(t)}.$$

$$\Phi(p) = \frac{\frac{38,88 \cdot k_5}{82,8 p^3 + 185,9 p^2 + 41,1 p + 1}}{1 + \frac{38,88 \cdot k_5}{82,8 p^3 + 185,9 p^2 + 41,1 p + 1}} =$$

$$= \frac{38,88 \cdot k_5}{82,8 p^3 + 185,9 p^2 + 41,1 p + 1 + 38,88 \cdot k_5}.$$

Після відповідних перетворень отримаємо вираз для знаходження диференційного рівняння САК з врахуванням коригуючої ланки:

$$[1 + W(p)] \cdot y(t) = W(p) \cdot g(t).$$

Диференційне рівняння системи автоматичного керування з врахуванням корекції:

$$82.8 \frac{d^3 y(t)}{dt^3} + 185.9 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + 41.1 \frac{dy(t)}{dt} + (38.88 \cdot k_5 + 1) y(t) = (38.88 \cdot k_5) \cdot g(t).$$

7. ВИЗНАЧЕННЯ КРИТИЧНОГО ЗНАЧЕННЯ КОЕФІЦІЄНТА ПЕРЕДАЧІ $k_{5кр}$ З УМОВ СТІЙКОСТІ ЗА ГУРВІЦЕМ

Характеристичний поліном $D(p) = A(p) + B(p)$

$$W(p) = \frac{A(p)}{B(p)};$$

$$A(p) + B(p) = 0,$$

де $A(p) = 7,92 \cdot k_5$;

$$B(p) = 13,75p^3 + 165,25p^2 + 58p + 1.$$

Тоді, $D(p) = A(p) + B(p) = 7,92 \cdot k_5 + 13,75p^3 + 165,25p^2 + 58p + 1 = 0$.

Зробимо заміну $p = \lambda$:

$$D(\lambda) = 13,75\lambda^3 + 165,25\lambda^2 + 58\lambda + (1 + 7,92 \cdot k_5) = 0,$$

$a_0 = 13,75 > 0$; $a_1 = 165,25 > 0$; $a_2 = 58 > 0$; $a_3 = (1 + 7,92 \cdot k_5) > 0$, тоді і $k_5 > 0$.

Складаємо квадратну матрицю Гурвіца (3x3), для отриманих коефіцієнтів:

$$\begin{bmatrix} 165,25 & (1 + 7,92 \cdot k_5) & 0 \\ 13,75 & 58 & 0 \\ 0 & 165,25 & (1 + 7,92 \cdot k_5) \end{bmatrix}.$$

За критерієм Гурвіца запишемо умови з якої визначимо значення $k_{5кр}$ [1, 3]:

$$a_1 \cdot a_2 - a_0 \cdot a_3 > 0$$

$$165,25 \cdot 58 - 13,75(1 + 7,92 \cdot k_{5кр}) > 0 \quad 1 + 7,92 \cdot k_{5кр} > 0$$

$$4136,254 - 13,75 - 91,84 \cdot k_{5кр} > 0 \qquad 7,92 \cdot k_{5кр} > -1$$

$$4128,256 > 91,84 k_{5кр} \qquad k_{5кр} > -\frac{1}{7,92}$$

$$k_{5кр} < 44,95 \qquad k_{5кр} > -0,087$$

$$\text{Отже } k_5 \in [-0,087; 44,95].$$

Приймаємо $k_{5кр} = 44,5$.

Тобто при значенні коефіцієнта підсилення коригувальної ланки $k_{5кр} = 44,5$ система буде знаходитися на коливальній границі стійкості.

8. ПОБУДОВА АСИМПТОТИЧНИХ ЛАЧХ І ЛФЧХ РОЗІМКНЕНОЇ САК

Знаходимо передатну функцію розімкненої САК, при $k_5 = \frac{195}{2} = 98.25$

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{k_2}{(T_1 p + 1)} \cdot \frac{k}{(T_0 p + 1)} \cdot k_3 \cdot k_4 \cdot \frac{k_5}{(T_{33} p + 1)} = \\ &= \frac{0,4}{(4.6 p + 1)} \cdot \frac{3.6}{(36 p + 1)} \cdot 30 \cdot 0.9 \cdot \frac{k_5}{(0.5 p + 1)} = \\ &= \frac{38.88 \cdot 98.25}{82.8 p^3 + 185.9 p^2 + 41.1 p + 1} = \frac{3819.96}{82.8 p^3 + 185.9 p^2 + 41.1 p + 1}. \end{aligned}$$

Розклавши знаменник на поліноми першого порядку отримаємо передатну функцію у наступному вигляді:

$$W(p) = \frac{3819.96}{0.217 \cdot 2 \left(\frac{1}{0.217} p + 1 \right) \left(\frac{1}{2} p + 1 \right) (36 p + 1)}.$$

Запишемо модулі амплітуд і фази (п. 4.4):

$$\begin{aligned} A_1 &= 8761.38 & \psi_1 &= 0 \\ A_2 &= \sqrt{1^2 + \left(\frac{1}{0.217} \right)^2 \omega^2} & \psi_2 &= \arctg \frac{\omega}{0.217} \\ A_3 &= \sqrt{1^2 + \left(\frac{1}{2} \right)^2 \omega^2} & \psi_3 &= \arctg \frac{\omega}{2} \\ A_4 &= \sqrt{1 + 1296 \omega^2} & \psi_4 &= \arctg 36 \omega. \end{aligned}$$

Тоді,

$$\begin{aligned} A(\omega) &= \frac{8761.38}{\sqrt{1^2 + \left(\frac{1}{0.217} \right)^2 \omega^2} \sqrt{1^2 + \left(\frac{1}{2} \right)^2 \omega^2} \sqrt{1 + 1296 \omega^2}}. \\ \psi(\omega) &= \psi_1 - \psi_2 - \psi_3 - \psi_4. \end{aligned}$$

Визначимо спряжені частоти, що відповідають окремим доданкам:

$$\omega_1 = \frac{1}{T_0} = \frac{1}{36} = 0,028 \text{ c}^{-1}; \quad \omega_2 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{\frac{1}{0.217}} = 0,217 \text{ c}^{-1}.$$

$$\omega_3 = \frac{1}{T_2} = \frac{1}{\frac{1}{2}} = 2 \text{ c}^{-1}.$$

Запишемо вираз для побудови ЛАЧХ

$$20 \lg A(\omega) = 20 \lg 8761.38 - 20 \lg \sqrt{1^2 + \left(\frac{1}{0.217}\right)^2 \omega^2} - \\ - 20 \lg \sqrt{1^2 + \left(\frac{1}{2}\right)^2 \omega^2} - 20 \lg \sqrt{1^2 + 1296 \omega^2}.$$

Далі користуючись програмою Mathcad виконаємо побудову ЛАЧХ та ЛФЧХ (рис. 8.1, рис. 8.2, рис. 8.3, рис. 8.4):

$$\begin{aligned} w1 &:= \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 5 \\ 20 \\ 50 \\ 100 \end{pmatrix} \\ \psi0 &:= 0 \\ \psi1 &:= \operatorname{atan}\left(\frac{w1}{0.217}\right) \\ \psi2 &:= \operatorname{atan}\left(\frac{w1}{2}\right) \\ \psi3 &:= \operatorname{atan}(36w1) \\ \psi &:= \psi0 - \psi1 - \psi2 - \psi3 \\ \psi &= \begin{pmatrix} 0 \\ -3.363 \\ -4.283 \\ -4.6 \\ -4.667 \\ -4.69 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Рис. 8.1 Лістинг програми для побудови ЛАЧХ

$$w0 := \begin{pmatrix} 0 \\ 2 \\ 6 \\ 10 \end{pmatrix}$$

$$w1 < 0.028$$

$$0.028 < w2 < 0.217$$

$$0.217 < w3 < 2$$

$$w4 > 2$$

$$y := \begin{bmatrix} 20 \cdot \log(8761.38) \\ 20 \cdot \log(8761.38) - 20 \cdot \log(8761.38) \sqrt{1^2 + 1296 \times 0.2^2} \\ 20 \cdot \log(8761.38) - 20 \cdot \log(8761.38) \sqrt{1^2 + 1296 \times 1.5^2} - 20 \cdot \log(8761.38) \sqrt{1^2 + \left(\frac{1}{0.217}\right)^2 \cdot 1.5^2} \\ 20 \cdot \log(8761.38) - 20 \cdot \log(8761.38) \sqrt{1^2 + 1296 \times 2^2} - 20 \cdot \log(8761.38) \sqrt{1^2 + \left(\frac{1}{0.217}\right)^2 \cdot 2^2} - 20 \cdot \log(8761.38) \sqrt{1^2 + 0.5^2 \times 2^2} \end{bmatrix}$$

8.2. Логарифмічна амплітудно-частотна характеристика

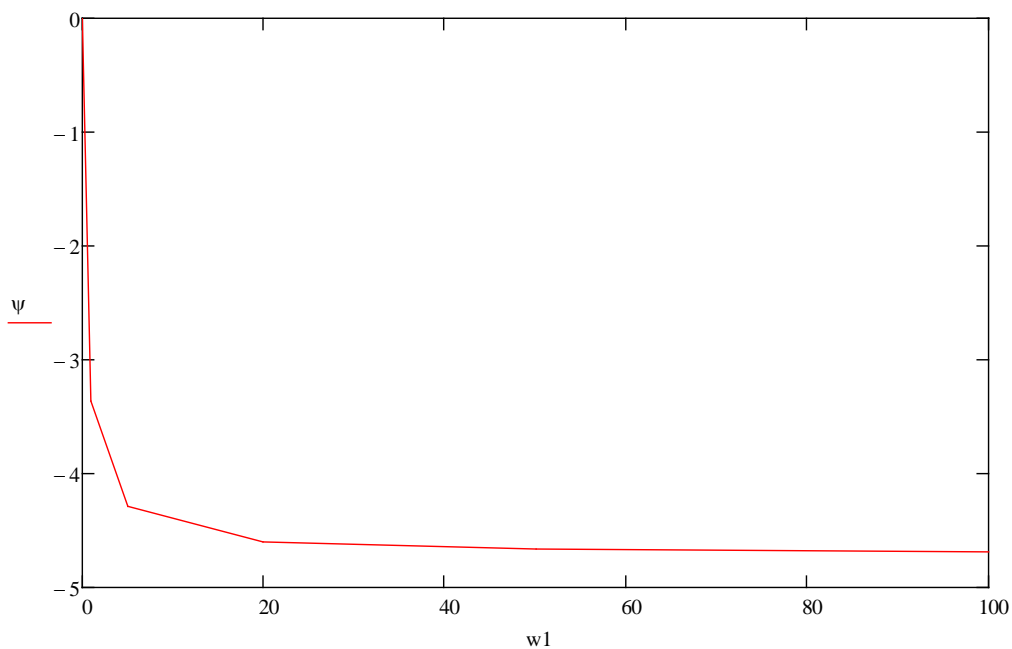


Рис. 8.3 Лістинг програми для побудови ЛФЧХ

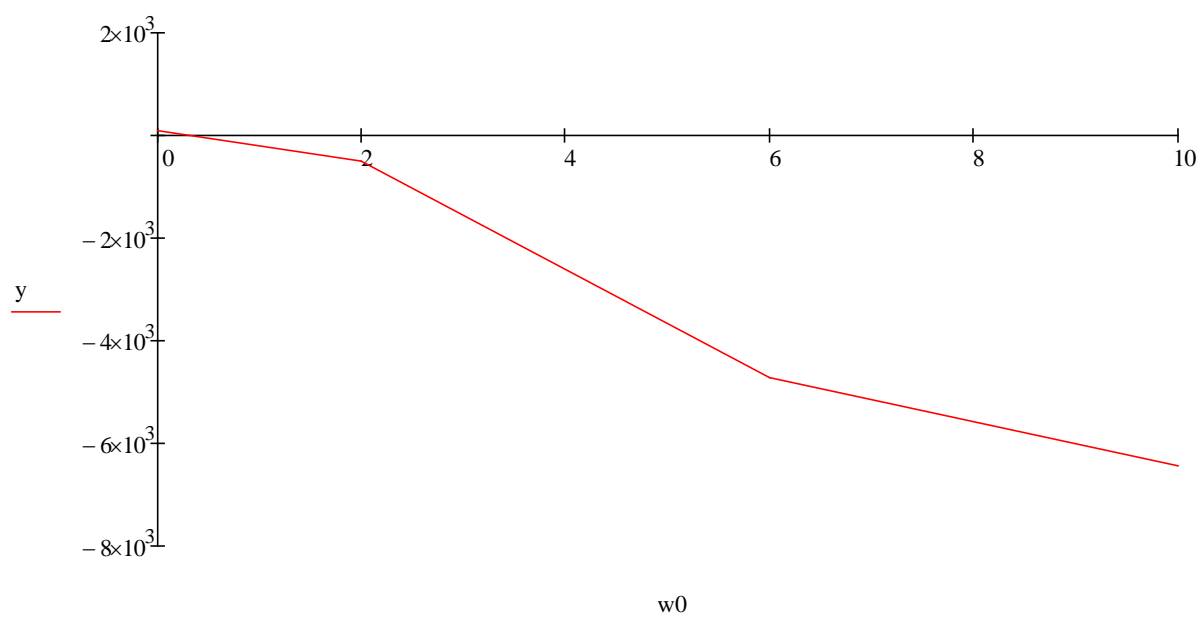


Рис. 8.4 Логарифмічна фазово-частотна характеристика системи

9. ПОБУДОВА ГОДОГРАФА МИХАЙЛОВА ДЛЯ СКОРЕГОВАНОЇ САК

Характеристичний поліном скорегованої САК при

$$k_5 = \frac{k_{kp}}{n} = \frac{196.5}{2} = 98.25 \text{ [1]}:$$

$$D(p) = 1 + W(p), \text{ де } p = j\omega.$$

Тоді маємо $D(p) = 82.8(j\omega)^3 + 185.9(j\omega)^2 + 41.1(j\omega) + 3820.96;$

$$\operatorname{Re}(D(j\omega)) = -185.9\omega^2 + 3820.96 = 0;$$

$$-185.9\omega^2 + 3820.96 = 0;$$

$$\omega^2 = 20.55;$$

$$\omega_{1,3} = \pm 4.53.$$

$$\operatorname{Im}(D(j\omega)) = -82.8j\omega^3 + 41.1j\omega = 0;$$

$$j\omega(-82.8\omega^2 + 41.1) = 0;$$

$$\omega_3 = 0; \omega^2 = 0.49;$$

$$\omega_{4,5} = \pm 0.7;$$

$$\operatorname{Re}(\omega = 0) = 3820.96 > 0.$$

Оскільки виконується умова $\omega_1 < \omega_2 < \omega_3$, то система є стійкою.

Для побудови годографа Михайлова, виділимо дійсну та уявну частини характеристичного поліному $D(p)$:

дійсна $X(\omega) = -185.9\omega^2 + 3820.96$; уявна $Y(\omega) = -82.8j\omega^3 + 41.1j\omega$ та побудуємо їх залежність за допомогою Excel (табл. 9.1, рис. 9.1).

Таблиця 9.1 - Дані для побудови годографа Михайлова.

$\omega, 1/\text{сек}$	$X(\omega)$	$Y(\omega)$
0	3820,96	0
0,01	3820,941	0,405917
0,05	3820,495	2,01965
0,1	3819,101	3,9772
0,15	3816,777	5,81055
0,2	3813,524	7,4576
0,3	3804,229	9,9444
0,5	3774,485	9,95
1	3635,06	-42,2
1,5	3402,685	-218,55
2	3077,36	-581,2
2,5	2659,085	-1192,25
3	2147,86	-2113,8

Оскільки характеристичний поліном нашої системи - поліномом третього порядку і годограф Михайлова послідовно проходить дві чверті комплексної площини, то система є нестійкою. Бачимо, що за допомогою введення коригувальної ланки ми зменшили точність системи.

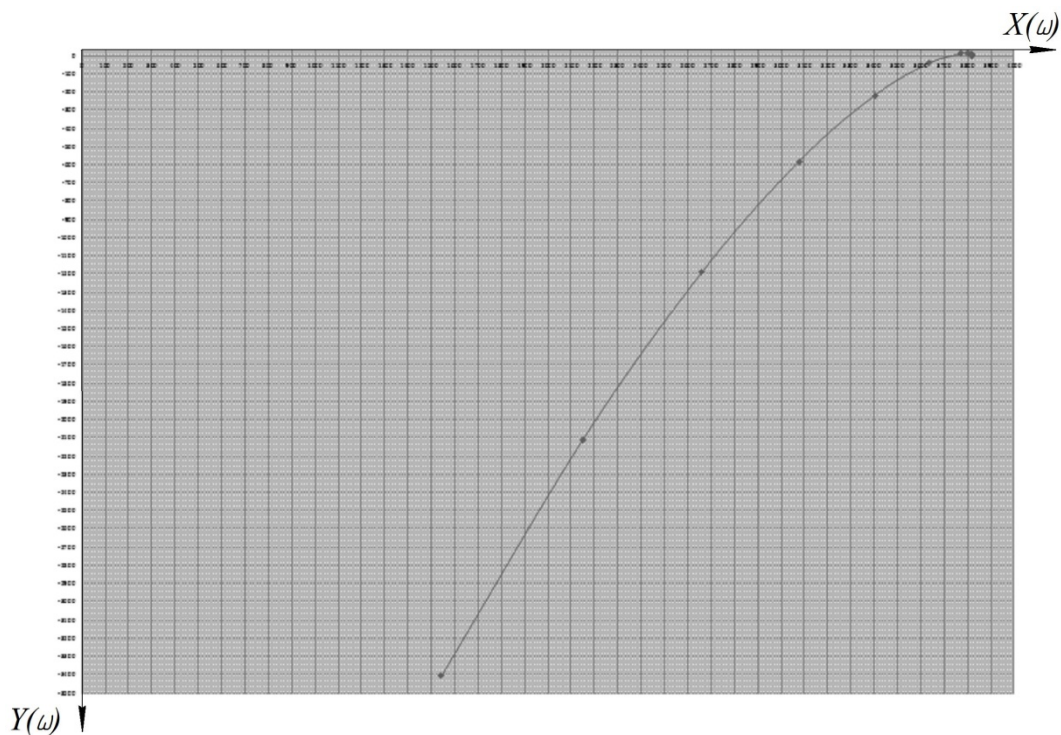


Рис. 9.1. Годограф Михайлова скорегованої САК

10. ПОБУДОВА АМПЛІТУДНО-ФАЗОВОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ СКОРЕГОВАНОЇ РОЗІМКНЕНОЇ САК. ВИЗНАЧЕННЯ ЗАПАСІВ СТІЙКОСТІ ЗА МОДУЛЕМ ТА ФАЗОЮ

Амплітудно-фазовою частотною характеристикою (амплітудно-фазовою характеристикою, АФХ) називається годограф частотної передаточної функції. Годограф комплексної функції будується на комплексній площині. Будь-якому значенню аргументу на комплексній площині відповідає точка. Множина точок, що відповідає плавній зміні аргументу від $-\infty$ до ∞ , утворює криву, яка і називається годографом.

Запишемо передатну функцію корегованої САК [1]:

$$W(p) = \frac{3819.96}{82.8p^3 + 185.9p^2 + 41.1p + 1}.$$

Розклавши знаменник на поліноми першого порядку отримаємо передатну функцію у наступному вигляді:

$$W(p) = \frac{3819.96}{(4.6p + 1)(0.5p + 1)(36p + 1)}.$$

Запишемо відповідні модулі амплітуд і фаз :

$$\begin{aligned} A_1 &= 3819.96 & \psi_1 &= 0; \\ A_2 &= \sqrt{1^2 + 4.6^2 \omega^2} & \psi_2 &= \arctg 4.6\omega; \\ A_3 &= \sqrt{1^2 + 0.5^2 \omega^2} & \psi_3 &= \arctg 0.5\omega; \\ A_4 &= \sqrt{1 + 1296\omega^2} & \psi_4 &= \arctg 36\omega. \end{aligned}$$

Тоді,

$$\begin{aligned} A(\omega) &= \frac{3819.96}{\sqrt{1^2 + 4.6^2 \omega^2} \sqrt{1^2 + 0.5^2 \omega^2} \sqrt{1 + 1296\omega^2}}; \\ \psi(\omega) &= \psi_1 - \psi_2 - \psi_3 - \psi_4. \end{aligned}$$

Скориставшись програмою MathCad побудуємо АФХ для нашої

системи (рис. 10.1, рис. 10.2).

$w := 0,0001 \dots 10$

$w := 0,0001 \dots 10$

$$A(w) := \frac{3819,96}{\sqrt{1^2 + 4,6^2 w^2} \sqrt{1^2 + 0,5^2 w^2} \sqrt{1^2 + 1296 \cdot w^2}}$$

$$h(w) := -(\text{atan}(4,6w) + \text{atan}(0,5 \cdot w) + \text{atan}(36w))$$

Рис. 10.1. Лістинг програми

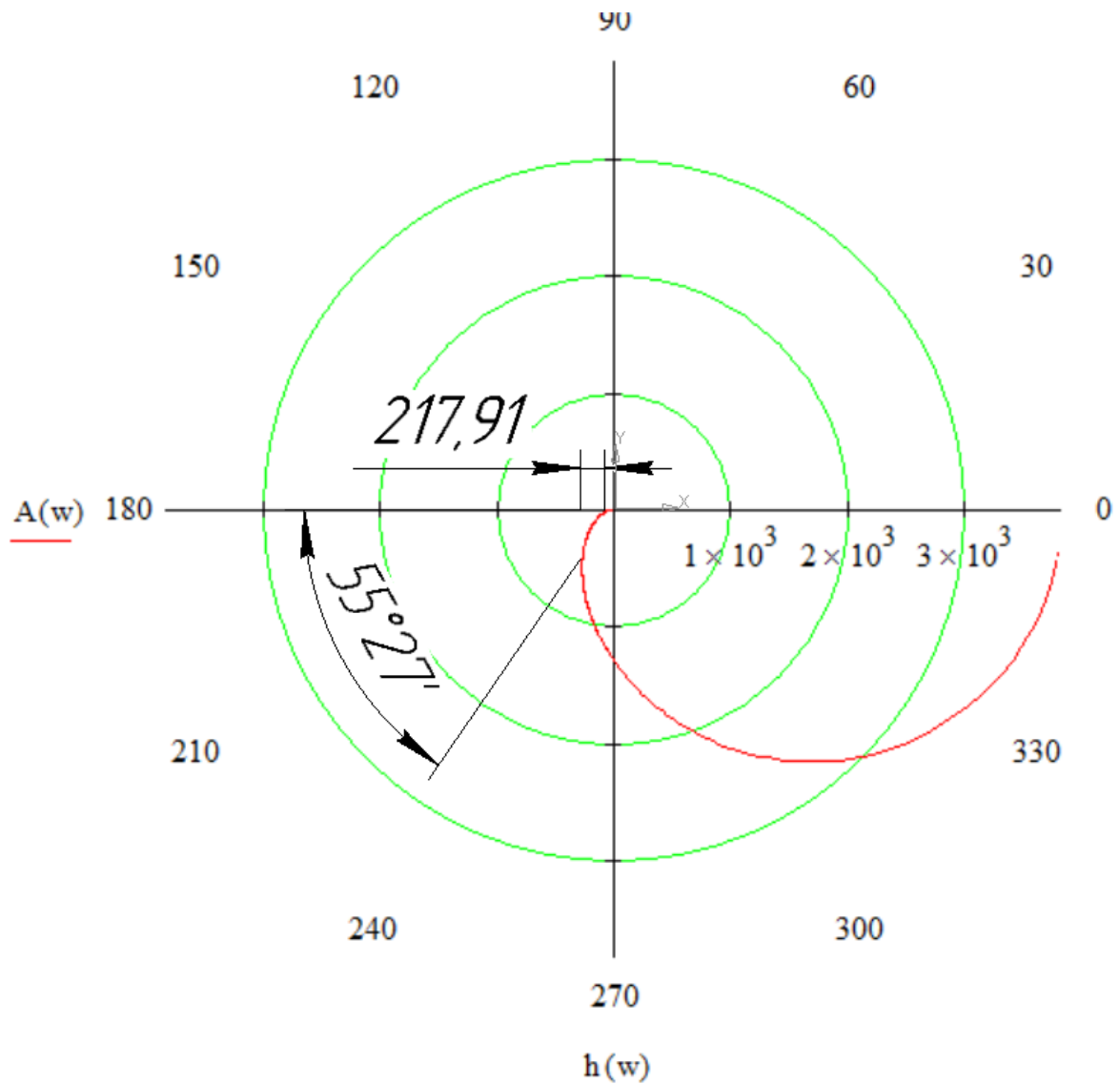


Рис. 10.2. АФХ розімкненої системи з коригувальною ланкою

11. ПОБУДОВА ПЕРЕХІДНОЇ ТА ІМПУЛЬСНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ САК

Перехідною характеристикою САК є реакція системи на одиничне ступінчасте збурення. Імпульсна характеристика відображає реакцію системи на імпульсне збурення, і її можна знайти як похідну від перехідної характеристики.

Для знаходження перехідної характеристики застосуємо операційний метод заснований на перетвореннях по Лапласу та формулу Хевісайда [1, 6].

$$W(p) = \frac{3819.96}{82.8p^3 + 185.9p^2 + 41.1p + 1}.$$

Перейдемо з розімкненої САК до замкненої:

$$\Phi(p) = \frac{W(p)}{1 + W(p)} \quad \text{та} \quad \Phi(p) = \frac{Y(t)}{G(t)}.$$

$$\begin{aligned} \Phi(p) &= \frac{\frac{3819.96}{82.8p^3 + 185.9p^2 + 41.1p + 1}}{1 + \frac{3819.96}{82.8p^3 + 185.9p^2 + 41.1p + 1}} = \\ &= \frac{3819.96}{82.8p^3 + 185.9p^2 + 41.1p + 3820.96}; \end{aligned}$$

$$Y(p) = G(p) \cdot \Phi(p);$$

$$G(p) = \frac{1}{p};$$

$$Y(p) = \frac{1}{p} \cdot \frac{3819.96}{82.8p^3 + 185.9p^2 + 41.1p + 3820.96} = \frac{B(p)}{A(p)};$$

$$A(p) = 0;$$

$$p(82.8p^3 + 185.9p^2 + 41.1p + 3820.96) = 0;$$

$$p_{i1} = 0; \quad p_{i2} = -4.457; \quad p_{i3,4} = 1.106 \pm 3.022i;$$

$$A'(p) = 328.8p^3 + 557.7p^2 + 82.2p + 3820.96.$$

Користуючись рівнянням Хевісайда запишемо вираз для перехідної характеристики системи:

$$h(t) = \frac{3819.96}{3820.96} - \frac{3819.96}{14577.95} e^{-4.457t} - 3819.96(1 + e^{-0.12t} \cdot 1.201 \sin(3.022t + 3.43)).$$

Імпульсну характеристику системи знаходимо як похідну від перехідної характеристики: $u(t) = h'(t)$.

Скориставшись програмою MathCad побудуємо перехідну та імпульсну характеристики системи (рис. 11.1, рис. 11.2, рис. 11.3, рис. 11.4):

$$t := 0.001, 0.1 \dots 50$$

$$h(t) := \frac{3819.96}{3820.96} - \frac{3819.96}{14577.95} \cdot e^{-4.457t} - 3819.96 \left(1 + e^{-0.12t} \cdot 1.201 \cdot \sin(3.022t + 43) \right)$$

Рис. 11.1. Лістинг програми в MathCad

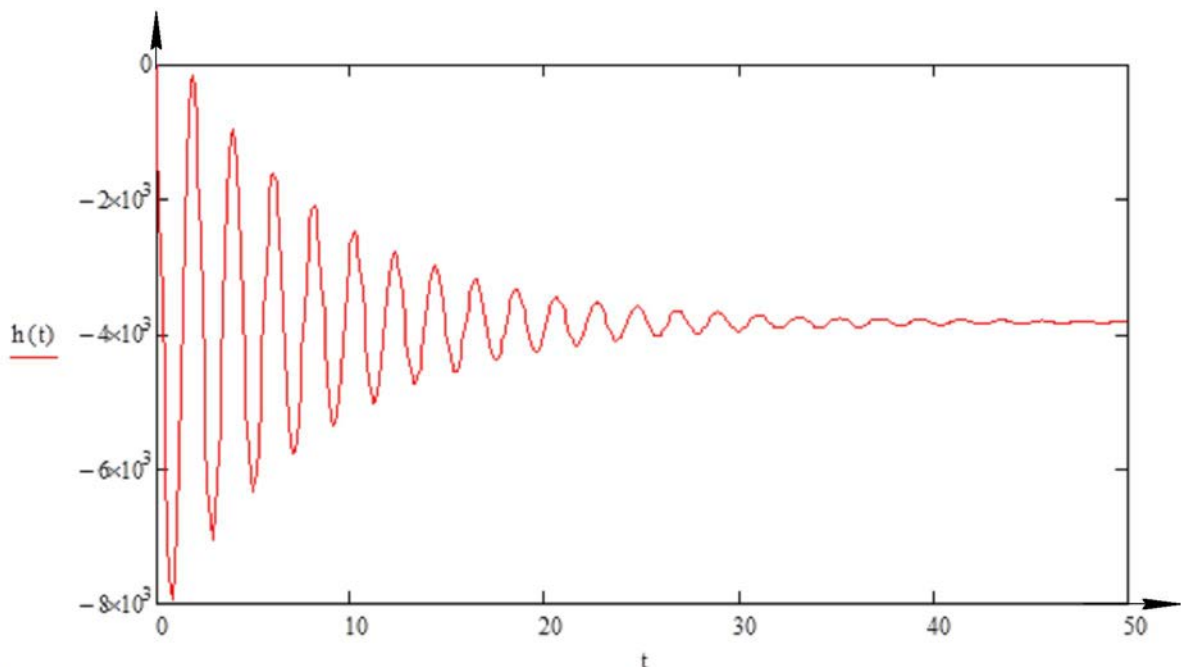


Рис. 11.2. Перехідна характеристика системи.

$t := 0.001, 0.1 \dots 50$

$$u(t) := \frac{d}{dt}h(t)$$

Рис. 11.3. Лістинг програми в MathCad

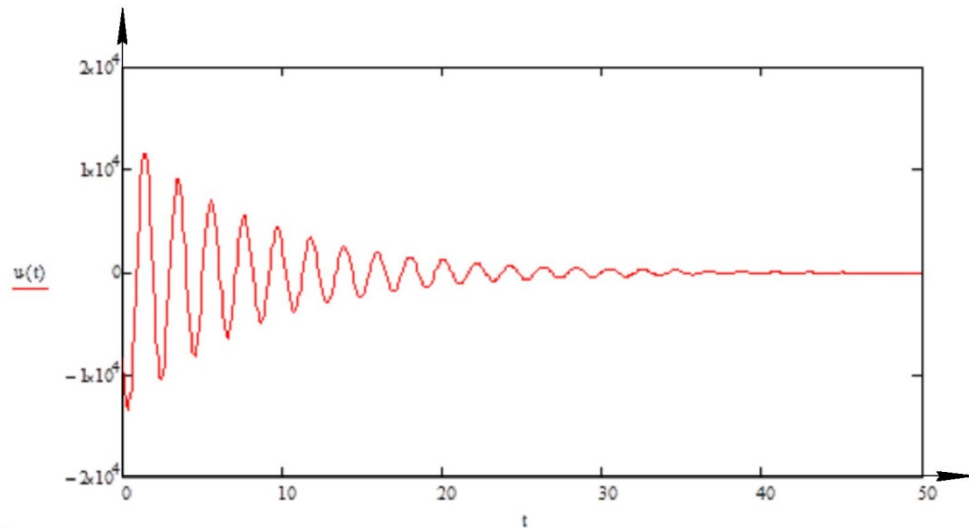


Рис. 11.4. Імпульсна характеристика системи.

Також, для знаходження перехідної та імпульсної характеристик САК, побудуємо модель замкненої системи регулювання у пакеті Simulink програми Matlab (рис. 11.5). Коефіцієнт підсилення коригувальної ланки

$$k_5 = \frac{k_{kp}}{n} = \frac{196.5}{2} = 98.25 :$$

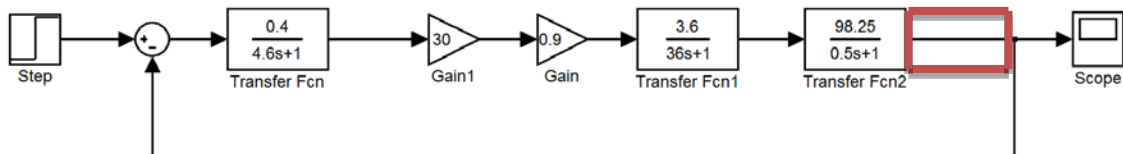
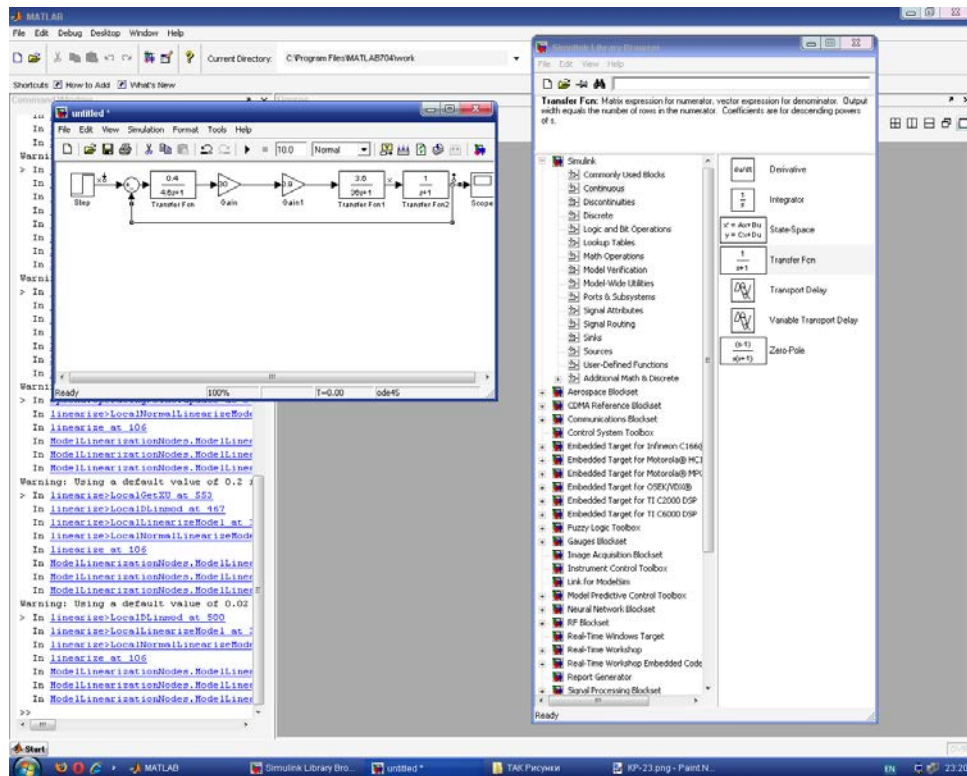


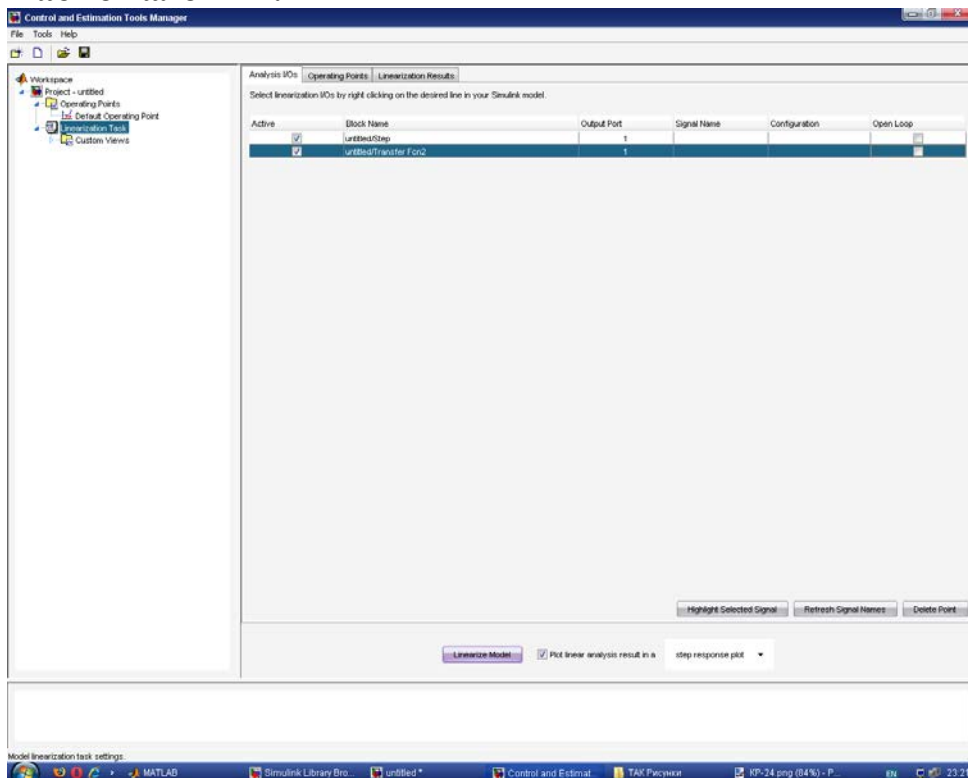
Рис. 11.5. Модель системи у пакеті Simulink.

Подаємо на вхід системи (збоку завдання) ступінчастий сигнал, рівний одиниці. На осцилографі буде відображено перехідний процес у системі, а також побудуємо імпульсну характеристику системи (рис. 11.6, рис. 11.7).

Відкриваємо готову схему .



Знімаємо галочки .



Отримали графік перехідної характеристики .

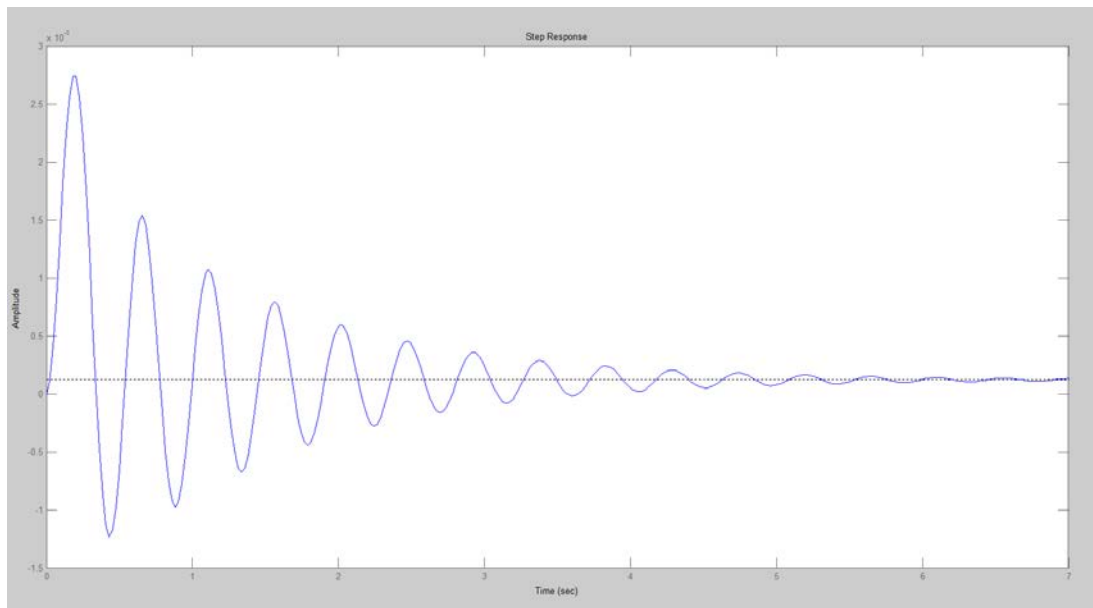
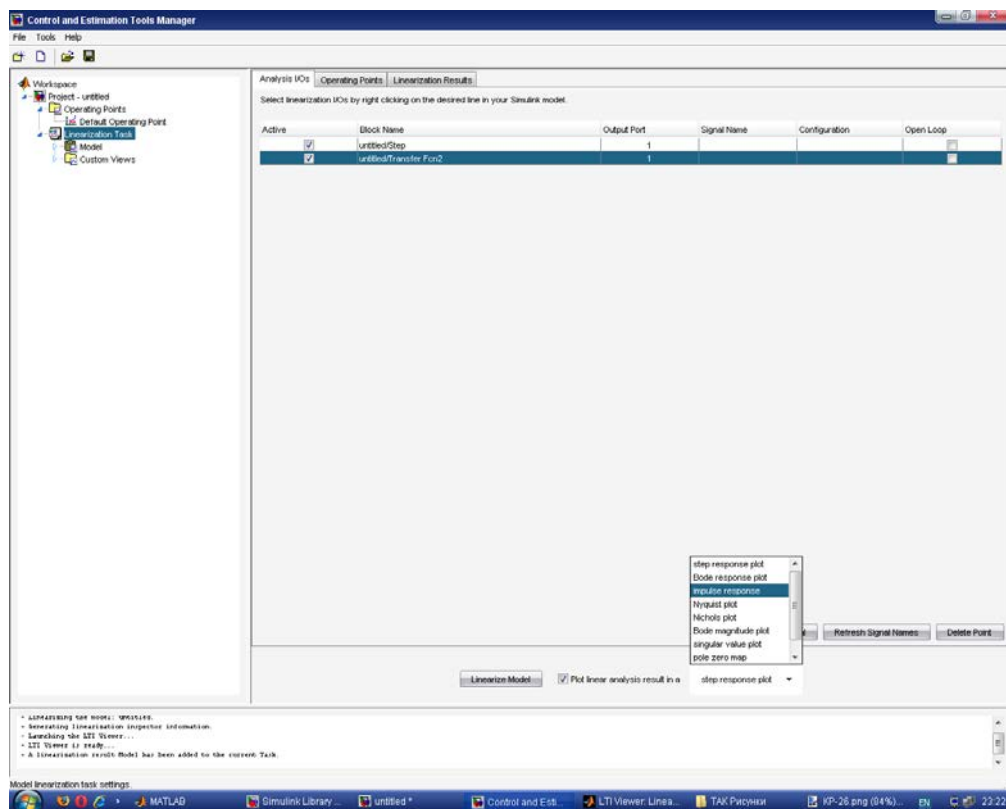


Рис. 11.6. Перехідна характеристика замкненої системи

Вертаємось, внизу ставимо impulse response.



Отримали графік імпульсної характеристики .

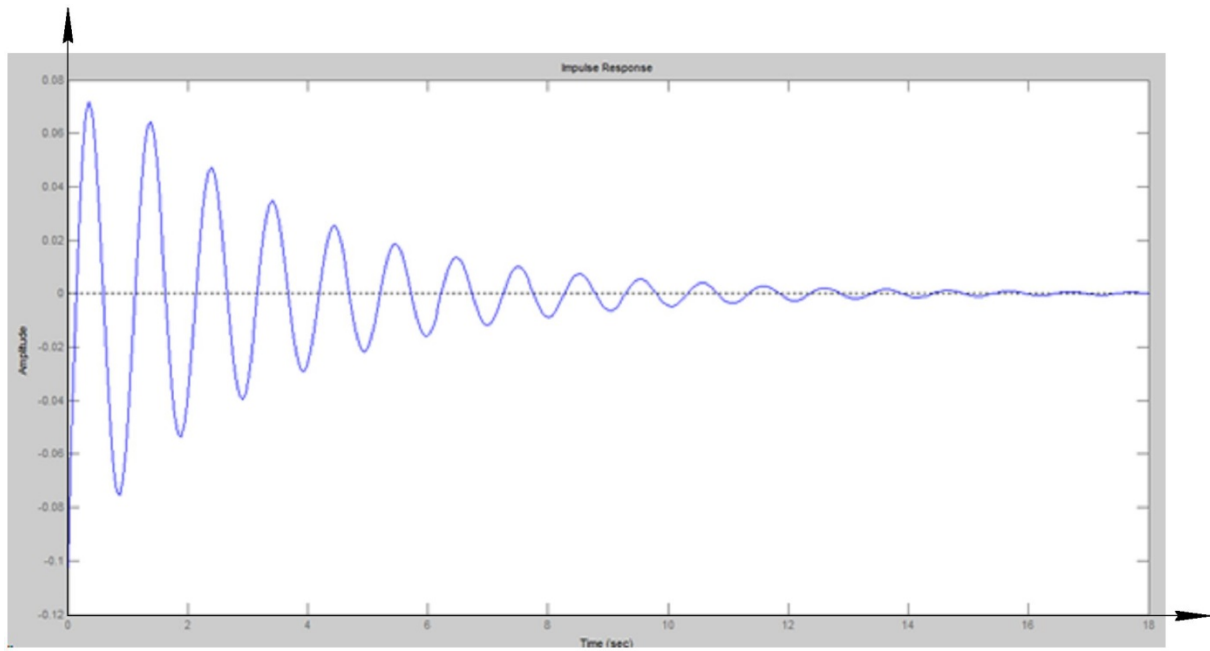


Рис. 11.7. Імпульсна характеристика системи

Час перехідного процесу складає $t_n \approx 7 \text{сек.}$ Разом з тим, спостерігається значне перерегулювання на початку та сильна коливальність перехідного процесу.

ВИСНОВКИ

В даній курсовій роботі по вихідним даним була побудована структурна і функціональні схеми САК температурою середовища в ферментері. Оскільки після складання диференційного рівняння та визначення стійкості системи, виявили достатній запас стійкості, але точність системи не входила в допустимі межі для роботи САК температурою середовища у ферментері, то було вирішено ввести послідовно корегувальну безінерційну ланку для підвищення точності.

Для корегованої системи визначили критичне значення коефіцієнта передачі, побудували асимптотичні ЛАЧХ та ЛФЧХ, годограф Михайлова та АФХ за допомогою яких визначили параметри для оптимальної роботи САК з достатнім запасом стійкості та підвищеною точністю. Таким чином вдалося підвищити точність САК температурою середовища ферментера до відхилення від усталеного значення рівним 1%.

Провели порівняння аналітично отриманих та побудованих у пакеті Simulink програми Matlab перехідної та імпульсної характеристик, оскільки вони збіглися між собою, можемо сказати, що програма функціонує добре і, в подальшому, для швидкого чи попереднього аналізу САК, можна використовувати дане пакетне забезпечення.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Самотокін, Б.Б. Лекції з теорії автоматичного керування [Текст]: навч. пос. / Б.Б. Самотокін; Житомир: ЖІТІ, 2001. -508с.
2. Зайцев, Г.Ф. Теорія автоматичного управління [Текст]: навч. пос. / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов, О.І. Бріцький. – К.: Техніка, 2002. – 688 с.
3. Євстіфєєв, В.О. Теорія автоматичного керування: Ч.2 Спеціальні системи автоматичного керування [Текст]: навч. пос. / За ред. Д.Й. Родькіна; Кременчуцький державний політехнічний університет. - Кременчук: ПП Щербатих О.В., 2007. – 224 с.
4. Кваско, М.З. Математичне моделювання та ідентифікація одно- і багатовимірних систем [Текст]: навч. пос. для студентів вузів / М.З. Кваско, Л.Р. Ладієва, М.С; Мін-во освіти і науки України. – К.: НТУУ “КПІ”, 2006. – 308 с.
5. Попович, М.Г. Теорія автоматичного керування [Текст]: підручник для студентів вузів / М.Г. Попович, О.В. Ковальчук; МОН України. – К.: Либідь, 2007. – 656 с.
6. Кондратенко, Ю.П. Системи управління: Збірник завдань до практичних занять [Текст]: навч. пос. / Ю.П. Кондратенко, Г.В. Кондратенко; МОН України, МДГУ ім. П.Могили. – Миколаїв, 2006. – 84 с.

Допоміжна

7. Бесекерский, В.А. Теория систем автоматического регулирования [Текст]: учебник / В.А. Бесекерский, Е.П. Попов. – СПб.: Профессия, 2003.–752 с.
8. Соколов, А.Ю. Проектирование систем управления на ЭВМ

(MATLAB/Simulink/Control Systems) [Текст] / А.Ю. Соколов, Ю.Н. Соколов, В.М. Илюшко. – Х.: “ХАИ”, 2005. -590 с.

9. Долгин, В.П. Автоматическое управление техническими и технологическими объектами и системами. Методы анализа систем и объектов [Текст]: учебн. пос. для вузов / В.П. Долгин; – Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2003. – 404 с.

10. Бабаков, Н.А. Теория автоматического управления в 2-х частях: ч1 Теория линейных систем автоматического управления, 2-е изд. перераб. и доп. [Текст] / Н.А. Бабаков, А.А. Воронов, А.А. Воронова и др.; под. ред. А.А. Воронова. – М: Высш. школа, 1986. – 367с.

11. Лазарева, Т. Я. Основы теории автоматического управления [Текст]: уч. пос. 2-е изд., перераб. и доп. / Т. Я. Лазарева, Ю. Ф. Мартемьянов. – Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2004. – 352 с.

12. Михайлов, В.С. Теория управления [Текст] / – К.: Вища шк.,1988. – 312с.

13. И.В.Черных. "Simulink: Инструмент моделирования динамических систем" – электронный ресурс (<http://matlab.exponenta.ru/simulink/book1/>).

14. Денисенко, В.А. Теорія автоматичного управління [Текст]: навч. пос. для студентів вузів / В.А. Денисенко, С.А. Бобриков, О.С. Гончаренко. – Одеса: Одеська державна академія холоду, 2010. – 100 с.

15. Кондратець, В.О. Теорія і технічні засоби систем. Автоматика та автоматизація виробництва с.-г. машин: У 2 ч.; Ч. I [Текст]: підручник / В.О. Кондратець. – К.: Высш. шк., 1993. – 319 с.

Контрольні питання

1. Як по логарифмічних частотних характеристиках досліджувати систему на стійкість?
2. Як можна досліджувати на стійкість систему із запізнюванням?
3. Що таке "критичний час запізнювання"?
4. Як можна визначити критичний час запізнювання по логарифмічних частотних характеристиках?
5. Сформулюйте критерій стійкості Михайлова.
6. Сформулюйте критерій стійкості Найквіста для випадку, коли розімкнена система стійка, і для випадку, коли розімкнена система нестійка.
7. Як можна побудувати область стійкості по деякому параметру характеристичного рівняння?
8. Як зв'язана стійкість з корінням характеристичного рівняння ?
9. Як отримати характеристичне рівняння системи, якщо відома передавальна функція замкнутої системи?
10. Яка умова (по відношенню до виду характеристичного рівняння замкнутої системи) є необхідним для стійкості системи?
11. Як можна отримати рівняння статичного режиму з диференціального рівняння системи?
12. Що таке коефіцієнт статизма і як він пов'язаний з коефіцієнтом посилення системи?
13. Від чого залежить статична помилка в статичній системі?
14. Яка ланка повинна бути введена в статичну систему, щоб вона стала астатичною?
15. Які характеристики процесу управління є найбільш важливими для оцінки якості системи управління?

16. Якими показниками якості оцінюється система по перехідній характеристиці?

17. Що таке ідеальна диференціююча ланка? Чому воно не може бути виконане практично?

18. Як виглядає передавальна функція реальної диференціюючої ланки?

19. Приведіть приклади фізичних ланок, що описуються, як реальні диференціюючі ланки.

20. Як розрахувати логарифмічні частотні характеристики по передавальній функції системи? Приведіть формули для ЛАЧХ і ЛФЧХ.

21. У яких одиницях вимірюють ординати при побудові ЛФЧХ?

22. У яких одиницях вимірюють логарифми частоти?

23. Що таке амплітудно-фазова характеристика системи?

24. Який фізичний сенс мають амплітудно-частотна і фазо-частотна характеристики?

25. Запишіть формулу прямого перетворення Лапласа.

26. Дайте визначення передавальної функції.

27. Чому рівна передавальна функція послідовно включених ланок, паралельно включених ланок, ланцюга із зворотним зв'язком?

28. Як знайти передавальну функцію структурної схеми, в якій є зв'язки, що перехрещуються?